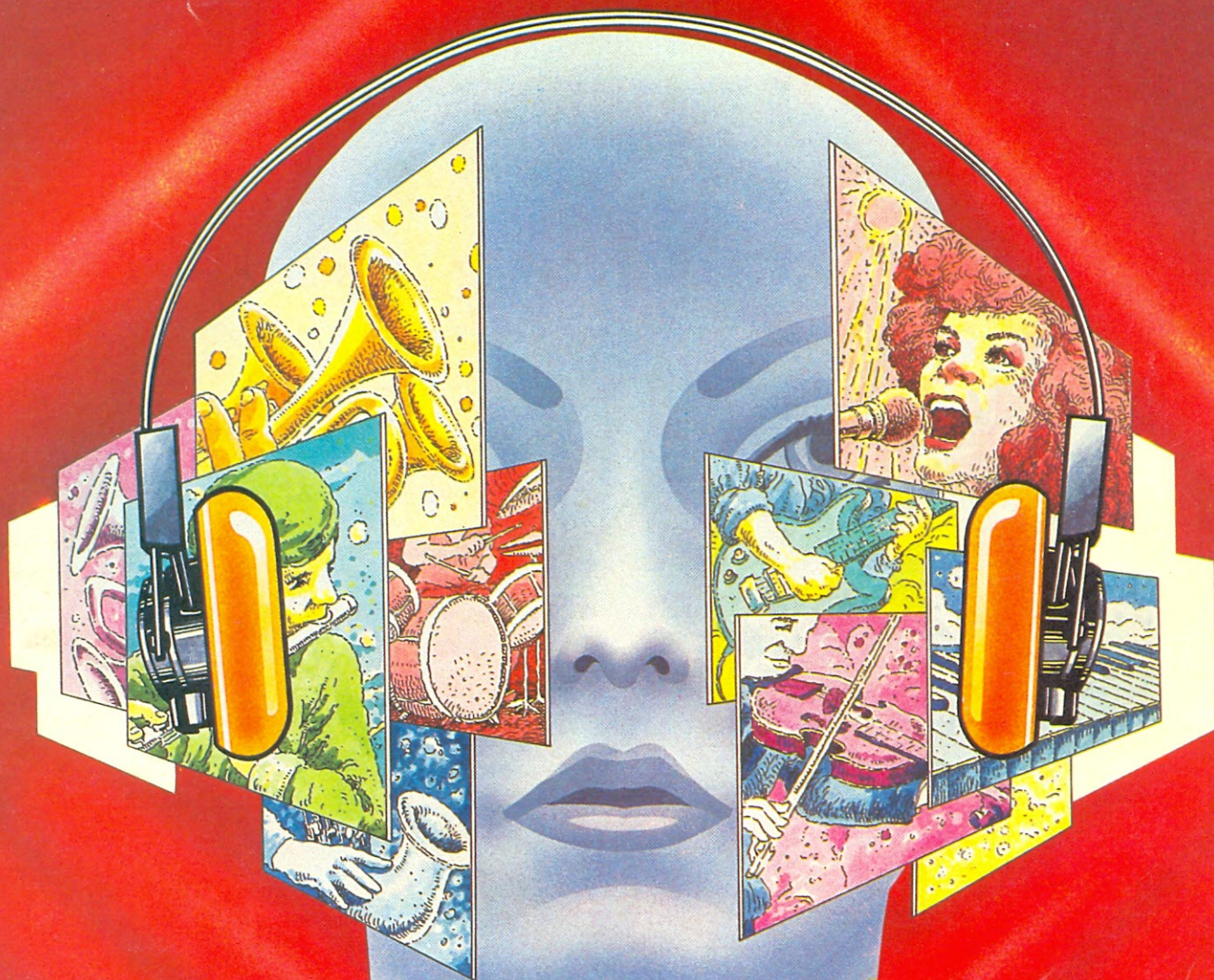


NOVA ELETRONICA

ANO X — Nº 112 — JUNHO — Cz\$ 18,00

UMA NOVA SENSACÃO EM ÁUDIO:



**Monte um receptor FM com
estéreo simulado**

CADERNO DE ÁUDIO

*Equalizações na gravação
de discos e fitas

*Lançamentos

Temporizador
digital para
fotografia

Gini

EDITELE

DIRETOR

Leonardo Bellonzi

NOVA ELETRÔNICA

EDITOR TÉCNICO

Juliano Barsali

Redação: José Américo Dias,

Elisabeth Ng (secretária)

tel.: (011) 240-8305

Colaboradores:

Adolfo L. Júnior, Antonio Carlos Pascoal, Apollon Fanzeres, Arnaldo Megrich, Brasil Ramos Fernandes, Ciro J. V. Peixoto, Cláudio César Dias Baptista, David Marco Risnik, Francisco Bezerra Filho, João Antonio Zuffo, José Roberto S. Caetano, José Rubens Palma, Márcia Hirth, Ruy Natividade, Walter Ullmann

Correspondentes:

Brian Dance (Londres), Guido Forgnoni (Nova Iorque), Mário Magrone (Milão)

PRODUÇÃO EDITORIAL

Sonia Aparecida da Silva

REVISÃO

Sueli A. Mazze Cerchiaro

DEPARTAMENTO DE ARTE

Diagramador: Tah Kim Chiang

Assistentes: Eda Carvalho Ovalle (desenhista), Sueli Andreato

PRODUÇÃO GRÁFICA

Djalma Alencar Vieira

DEPARTAMENTO COMERCIAL

Celso Venneri Machado

ASSINATURAS

Paula Vetter

tel.: (011) 542-0602

DEPARTAMENTO DE PUBLICIDADE

Gerente: João Conte Filho

Secretária: Marinês Marques da Silva

Contatos:

Jorge Vidal Montecinos

José Claudio Gonçalves Franzolin

tel.: (011) 532-1655

Representantes:

REPUBLICAR LTDA.

Rio de Janeiro — (021) 220-1656

Belo Horizonte — (031) 463-466

Porto Alegre — (0512) 42-4065

Recife — (081) 221-1955

Brasília — (061) 226-4784

ADMINISTRAÇÃO

Gerente: Pedro Nelson Nunes de Siqueira

tel.: (011) 531-5468

COMPOSIÇÃO: A.M. — Produções Gráficas Ltda./ FOTOLITO: Priscor Ltda./ **IMPRESSÃO:** Cia. Litográfica Ypiranga/ **DISTRIBUIÇÃO:** DINAP — Distribuidora Nacional de Publicações S/A.

NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica LTDA. — Redação, Administração e Publicidade: Rua Casa do Ator, 1080 — CEP 04546 — Vila Olímpia

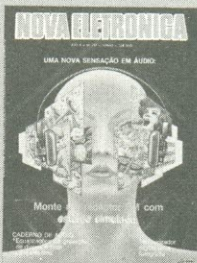
CAIXA POSTAL 30.141 — 01051 — S. PAULO, SP.

REGISTRO Nº 9.949-77 — P. 153.

TIRAGEM DESTA EDIÇÃO: 42.500 EXEMPLARES

Todos os direitos reservados: proíbem a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou didáticas. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho deficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial. **NÚMEROS ATRASADOS:** preço da última edição à venda. **ASSINATURAS:** os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em SÃO PAULO, em nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

CAPA



O rádio FM empregando o integrado TDA 7000 já se tornou bastante popular no Brasil, por ser simples, barato e compacto. No entanto, não permite a recepção estéreo — deficiência que superamos usando outro CI muito interessante: o simulador estereofônico TDA 3810. Veja como fazer, com essa montagem, um rádio portátil ou de mesa.

NOTÍCIAS & SERVIÇOS

Notas nacionais	2
Resenha	31

CADERNO DE ÁUDIO

Lançamentos	4
As equalizações RIAA e NAB	6
Pausa	13

BANCADA

O princípio do disparador Schmitt	14
---	----

VÍDEO

TV-Consultoria	18
----------------------	----

ENGENHARIA

Prancheta nacional	25
A nova família dos integrados GaAs	26

PRÁTICA

Conheça os operacionais pela prática — parte IX	32
Temporizador digital para fotografia — 1.ª parte	38
Receptor FM com simulação estereofônica	42

TELECOMUNICAÇÕES

As antenas do mercado nacional	48
Medição de ruído nas comunicações — 1.ª parte	54

PY/PX

Coluna SWL: o segredo da escuta em ondas curtas	62
Nova regulamentação para o radioamadorismo	68

CURSO

Manual de utilização do osciloscópio — 6.º fascículo	
--	--

As equalizações RIAA e NAB

Uma em discos fonográficos e a outra nas fitas magnéticas, ambas contribuem para a perfeita reprodução do som.

Conheça os motivos técnicos de sua existência

Muitos já devem ter ouvido falar das curvas RIAA e NAB. Nem todos devem saber, porém, que elas se referem a equalizações de áudio, verdadeiros artifícios eletrônicos para tornar factíveis a gravação e a reprodução sonora em discos de acetato e fitas plásticas magnetizáveis — meios agora abundantes e baratos. Menos conhecidas ainda devem ser as causas de sua utilização, motivo pelo qual resolvemos esclarecer tudo de uma só vez, nesta matéria.

Vamos começar pelas siglas: RIAA é a abreviação de *Recording Industry Association of America* (Associação da Indústria Americana de Gravação), enquanto NAB resume o nome da *National Association of Broadcasters* (Associação Nacional de Radiodifusores). Ambas estão sediadas nos Estados Unidos e prescrevem normas para técnicas e equipamentos de áudio, que passam a ser adotadas mundialmente — entre elas, as que regulam os processos de equalização para discos e fitas magnéticas.

Apesar de apresentarem semelhanças de atuação, esses dois processos são radicalmente diferentes na aplicação, por causa da grande diversidade existente entre as duas modalidades

de gravação. Por isso, vamos abordá-los separadamente, começando pela RIAA.

As origens da técnica — Os sulcos de um disco fonográfico são abertos por uma agulha de corte em forma de cinzel, acionada por dois sistemas vibratórios dispostos em ângulo reto (fig. 1). A agulha de corte vibra mecanicamente de um lado para outro, de acordo com o sinal aplicado ao conjunto — num processo chamado de **corte lateral**, em oposição ao velho método do corte vertical. O movimento resultante do sulco em torno de seu centro é conhecido como **modulação de sulco**.

A amplitude dessa modulação não pode exceder um certo valor fixo, porém, sob pena de ocorrer o **excesso de corte** ou **sobremodulação**, que acarreta a invasão da parede de um sulco sobre a do sulco precedente. Por outro lado, é preciso garantir um valor mínimo para essa amplitude, a fim de que a relação sinal/ruído permaneça dentro de limites aceitáveis (58 dB, normalmente). Existe, então, uma relação entre a máxima e a mínima amplitudes possíveis do sulco que determina a faixa dinâmica de um disco — localizada, em geral, entre 32 e 40 dB.

O requisito da mínima amplitude é estabelecido pela superfície granulada do disco, que atua como um verdadeiro gerador de ruídos. Para minimizar esse problema, a agulha costuma ser aquecida durante o corte, a fim de “alisar” as paredes do sulco, reduzindo o ruído.

Todo sinal de áudio é caracterizado pela amplitude e pela frequência — dois fatores que devem ser registrados e recuperados com precisão, para se obter uma reprodução musical de alta qualidade. No processo de corte

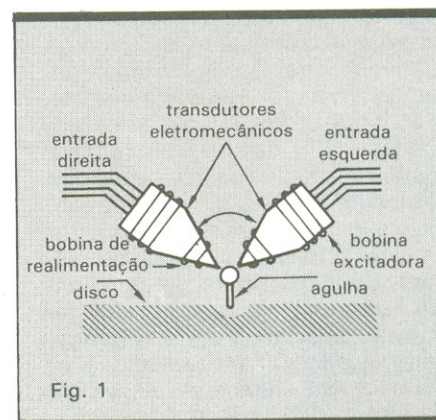


Fig. 1

Cabeça de corte para discos fonográficos.

descrito, a amplitude do sinal é convertida em modulação do sulco, enquanto sua frequência torna-se o ritmo de variação dessa modulação.

Problemas e soluções — Na teoria tudo parece ser bastante simples. Como explicar, no entanto, a curva da figura 2, que deveria ser uma linha reta horizontal, centrada em 0 dB, já que representa a reprodução de um sinal de amplitude fixa? Os desvios são ocasionados por certas características da cabeça de corte, que é um dispositivo eletromecânico, utilizando elementos indutivos.

Assim, o formato da curva, na figura 2, deve-se ao amplificador de corte, que é pré-equalizado para produzir exatamente esse efeito, compensando as deficiências da cabeça de corte. Ele é obtido atuando-se em duas frentes ao mesmo tempo: atenuam-se, primeiramente, as frequências baixas do sinal, para evitar o excesso de corte; em segundo lugar, enfatizam-se as altas frequências, a fim de melhorar a relação sinal/ruído. Permanece, porém, a dúvida: por que tudo isso é necessário?

A resposta, um tanto complexa, deve começar pelas bobinas excitadoras da agulha de corte. Por serem predominantemente indutivas, sua impedância varia com a frequência. Desse modo, se um sinal de amplitude fixa for convertido em uma tensão constante e usado para excitar as bobinas

(no processo conhecido por “amplitude constante”), então a corrente resultante — e, por conseguinte, o campo magnético e o ritmo de variação da vibração — vai se tornar dependente da frequência (fig. 3a).

Por outro lado, se o mesmo sinal de amplitude fixa for transformado em uma corrente imutável — ou seja, proporcionando um ritmo fixo de vibração — e em seguida aplicado às bobinas (de acordo com o método da “velocidade constante”), será a vez da tensão ou amplitude de corte tornar-se variável com a frequência (fig. 3b). Este segundo processo só se tornou viável, no entanto, graças à inclusão de dois indutores auxiliares, chamados de **bobinas de realimentação** (veja a fig. 1). Sem elas, a resposta velocidade/frequência iria exibir um pico de ressonância aos 700 Hz, devido à estrutura do conjunto. Acrescentando as bobinas auxiliares, porém, obtém-se uma saída de velocidade independente da frequência. Só assim a cabeça de corte pode ser considerada de velocidade constante.

Em suma, com relação à frequência e para uma certa amplitude de entrada, a cabeça de corte dispõe de apenas um grau de liberdade: taxa de vibração (velocidade constante, excitação por corrente) ou distância de vi-

bração (amplitude constante, excitação por tensão).

Exemplificando — Os termos “velocidade constante” e “amplitude constante” geram confusão até que se compreenda sua relação com um sinal de amplitude constante e que são usados tão-somente para descrever o comportamento da agulha de corte em função da frequência. É preciso ficar claro, principalmente, que a variação do nível de entrada resulta em uma variação de amplitude, no caso de uma gravação em velocidade constante, independente da frequência. Assim, por exemplo, se um nível de 10 mV resultar em uma variação de amplitude de 2,5 μm (para uma gravação em amplitude constante) e uma velocidade de 5 cm/s (no caso de velocidade constante), uma alteração do nível para 20 mV irá mudar esses parâmetros para 5 μm e 10 cm/s, respectivamente — sempre independentemente da frequência.

A técnica RIAA — Esses dois métodos, porém, têm problemas de faixa dinâmica ao acionar o mecanismo vibratório. Vejamos por que, baseando-nos novamente na figura 3, que representa os dois casos através de duas frequências afastadas de uma

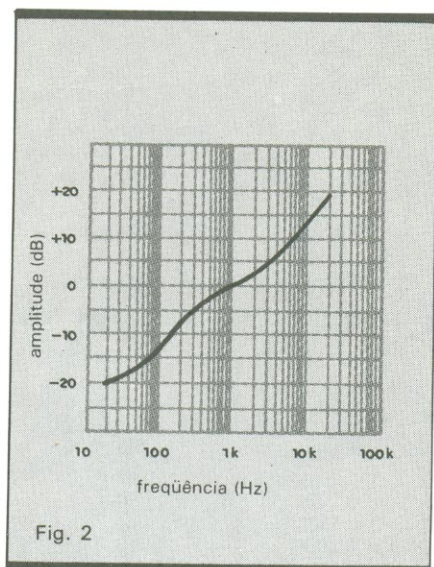


Fig. 2
Curva de resposta de um fonocaptor magnético.

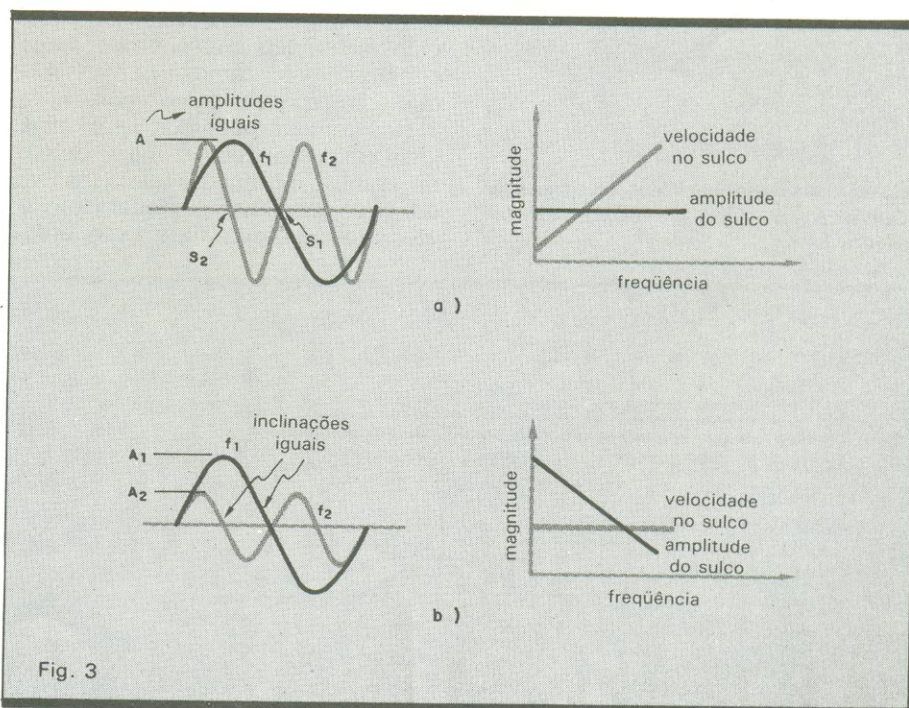


Fig. 3
Os processos de gravação por amplitude constante (a) e velocidade constante (b).

oitava. Para isso, vamos assumir um sinal de amplitude fixa e considerar somente o efeito da variação de frequência sobre o mecanismo de corte.

A gravação com velocidade constante (fig. 3b) exibe duas características principais: a amplitude do sinal varia de forma inversamente proporcional à frequência, enquanto a inclinação máxima permanece constante ao longo do espectro. Esta segunda característica vem a calhar, já que os fonocaptadores magnéticos — que são os mais comuns — atuam como dispositivos de velocidade constante. Esse tipo de cápsula consiste num gerador ativo, tal como uma peça magnética deslocando-se no interior de uma bobina (ou vice-versa), cuja saída é proporcional à velocidade do movimento no interior do campo magné-

tico — ou seja, diretamente proporcional à velocidade dentro do sulco.

Entretanto, a amplitude variável típica desse sistema cria problemas nos extremos do espectro de áudio. Pense: existem nada menos que 10 oitavas entre 20 Hz e 20 kHz, correspondendo a uma variação de amplitude de 1 024 para 1! Se tomarmos a frequência de 1 kHz como referência para estabelecer a modulação de amplitude nominal da cabeça de corte, o que vai acontecer? Bem, nos graves, as amplitudes irão provocar o excesso de corte, enquanto os agudos tenderão a causar muito ruído, devido ao deslocamento mínimo.

O método da amplitude constante também mostra duas importantes características, como se vê na figura 3a: a amplitude não varia com a frequência (o que corrige muitas falhas da velocidade constante), mas a inclinação torna-se diretamente proporcional a ela — isto é, a velocidade dentro do sulco muda com a frequência. Nesse caso, então, é a velocidade que varia de 1 024 para 1 ao longo do espectro de áudio. Como as cápsulas magnéticas atuam por velocidade constante (e não amplitude constante), a saída vai aumentar à proporção de 6 dB por oitava — onde cada 6 dB equivale a dobrar a amplitude.

A equalização de um sistema nessas condições iria exigir uma faixa dinâmica de 60 dB ou mais no pré-amplificador de reprodução — medida não muito vantajosa, na prática. A solução, portanto, consiste em tentar extrair o melhor dos dois processos, o que resulta em uma curva modificada de amplitude constante, onde a região dos médios atua sob velocidade constante — a famosa curva RIAA, que está reproduzida na figura 4.

Nessa figura podemos ver a curva ideal em pontilhado e o que se obtém na prática, em linha cheia. Observe que ela compensa perfeitamente o efeito introduzido na gravação, enfa-

tizando os graves e atenuando os agudos; para conferir, compare-a com a curva da figura 2.

Três frequências são normalmente designadas como pontos de referência para projeto, sendo às vezes chamadas de **constantes de tempo**. Isto provém do costume de se especificar as frequências de transição a partir da rede RC equivalente que deu origem à resposta. A conversão de frequência para tempo é feita simplesmente pela expressão:

$$t = 1/2f$$

e resulta em 3 180 μ s para f_1 , 318 μ s para f_2 e 75 μ s para f_3 . Note, também, que entre f_2 e f_3 acontece a operação em velocidade constante; por esse motivo, recebem o nome de **frequências de transição**. Na Tabela 1 estão reunidos os reforços e atenuações padronizados pela curva RIAA, que devem ser introduzidos por qualquer pré-amplificador que receba sinais de fonocaptadores magnéticos.

A gravação magnética — A exemplo dos prês "fono", aqueles que reproduzem sinais provenientes de fitas magnéticas também devem proporcionar uma equalização complementar à que foi introduzida na gravação. Mas, diferentemente dos discos, a fita magnética exige outro artifício na hora de receber os sinais: a polarização, que deve ser considerada juntamente com

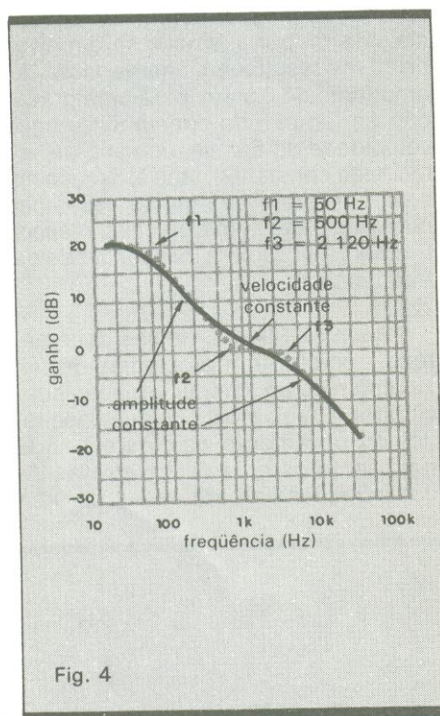


Fig. 4

Curva RIAA de equalização na reprodução.

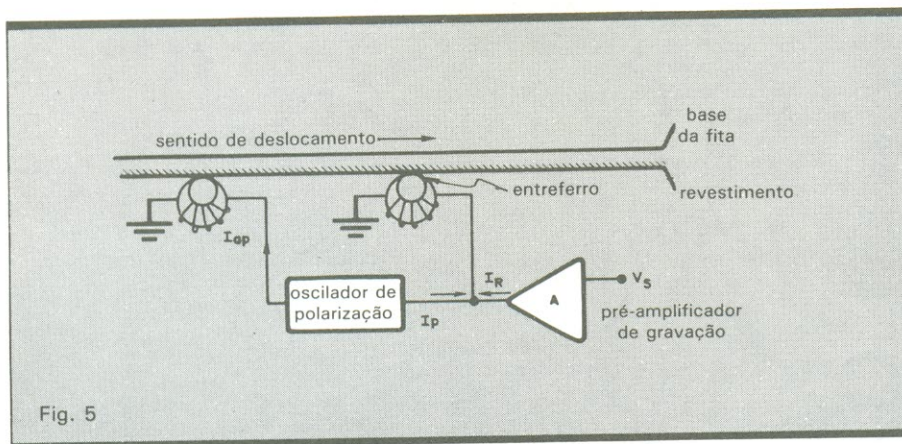


Fig. 5

Esquema simplificado de um circuito de gravação em fita.

Resposta padrão RIAA Tabela 1	
frequência (Hz)	reforço/atenuação (dB)
20	+19,3
30	+18,6
40	+17,8
50	+17,0
60	+16,1
80	+14,5
100	+13,1
150	+10,3
200	+8,2
300	+5,5
400	+3,8
500	+2,6
800	+0,7
1 k	0,0*
1,5 k	-1,4
2 k	-2,6
3 k	-4,8
4 k	-6,6
5 k	-8,2
6 k	-9,6
8 k	-11,9
10 k	-13,7
15 k	-17,2
20 k	-19,6

* ponto de referência

a equalização. Vamos começar por aí, então, a nossa análise.

Na figura 5 podemos ver um esquema bastante simplificado de gravação em fita. Esta, como se sabe, consiste basicamente de uma substância plástica revestida com material ferromagnético, enquanto as cabeças de gravação e apagamento são essencialmente indutores de núcleo circular, com um entreferro no ponto de contato com a fita. O revestimento da mesma atua, portanto, como uma passagem de baixa relutância para o sinal, completando o circuito magnético. Assim, à medida que a fita se desloca, passando pelo entreferro, o campo magnético vai deixando nela um fluxo remanente, proporcional à corrente que passa pelo enrolamento da cabeça gravadora.

A figura mostra ainda o oscilador que produz o sinal de polarização, que é utilizado tanto no apagamento da fita (através da corrente I_{ap}), como para determinar o ponto de operação da cabeça gravadora (ou seja, a polarização propriamente dita, através da corrente I_p). Essas duas correntes têm a mesma frequência (entre 50 e 200 kHz) e amplitude fixa, mas com níveis diferentes. Desse modo, na cabeça apagadora, o sinal (entre 30 e 150 V) vai determinar o cancelamento de sinais previamente gravados na fita — o que,

em um bom equipamento, deve ficar entre 60 e 75 dB abaixo do nível do sinal gravado. O mesmo sinal, reduzido em amplitude (entre 5 e 25 vezes o máximo sinal de gravação), é enviado à cabeça gravadora, “polarizando-a”.

A necessidade de polarizar a cabeça de gravação pode ser melhor entendida através da figura 6a — que mostra a magnetização permanente (ou fluxo remanente) de uma pequena extensão de fita magnética, provocada por uma corrente CC. Como se pode ver, a curva resultante é pouco linear, o que daria origem a uma distorção apreciável, caso o sinal gravado fosse de corrente alternada.

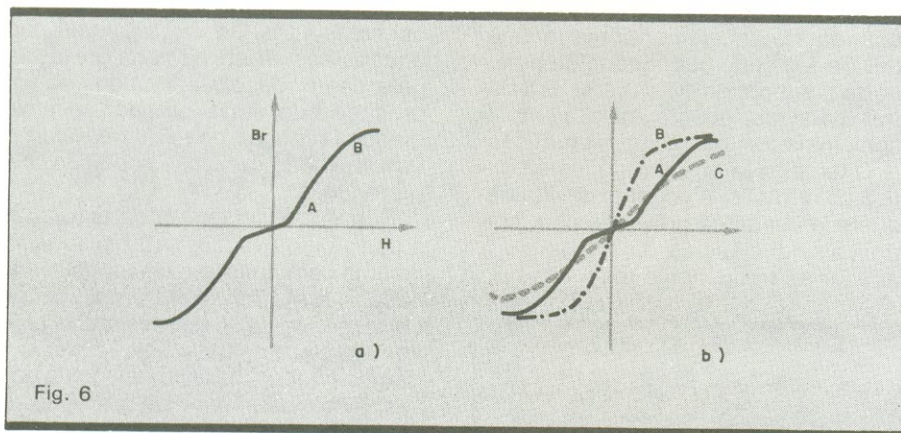
A solução mais simples para contornar o problema seria, então, aplicar uma polarização CC estável à cabeça gravadora, juntamente com o sinal de áudio, de modo que a fita permanecesse sempre magnetizada em sua região mais linear (entre os pontos A e B, por exemplo). Esse método, conhecido como **polarização CC**, utiliza somente uma parte da curva e chega a reduzir a distorção, mas tem a desvantagem de uma relação sinal/ruído bastante medíocre. Na prática, para se obter simultaneamente a redução da distorção e um aumento da relação S/R, costuma-se apelar para a **polarização CA**.

Na figura 6b já podemos ver a cur-

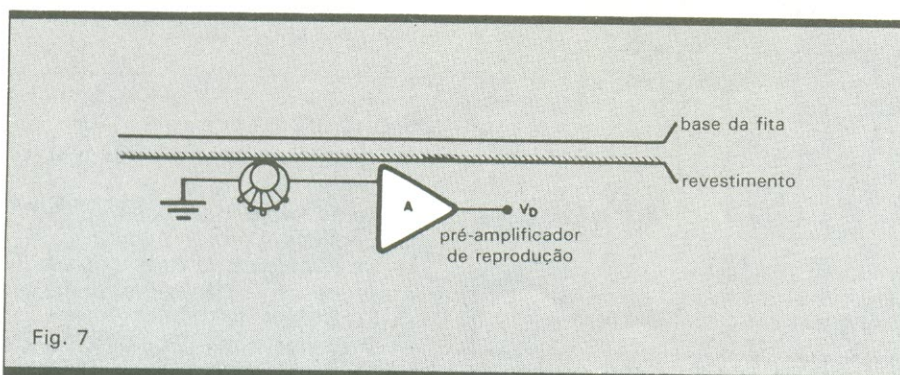
va de fluxo remanente sob o efeito de um campo magnético alternado: elevou-se a sensibilidade da fita, e a linearidade da magnetização, em relação ao sinal, ocupa agora uma faixa bem maior (curva B). Note, porém, que, se o sinal de polarização for excessivo (curva C), a sensibilidade da fita vai decair novamente e as não linearidades voltarão a aumentar. Assim, a escolha do melhor nível de polarização vai depender de uma série de fatores, incluindo as características da fita e dos cabeçotes de gravação e leitura. Além disso, o sinal CA polarizador não deve conter harmônicas de ordem par, responsáveis pela inclusão de um componente CC à polarização, provocando distorções em grandes variações de sinal e piorando a relação sinal/ruído.

Equalizando — Como dissemos, os pré-amplificadores de gravadores e *tape-decks* também necessitam, em suas malhas de realimentação, de elementos que corrijam (ou equalizem) o sinal entregue pelos cabeçotes. O esquema simplificado da reprodução pode ser visto na figura 7, com a cabeça de gravação comutada para reprodução (caso válido para a maioria dos gravadores).

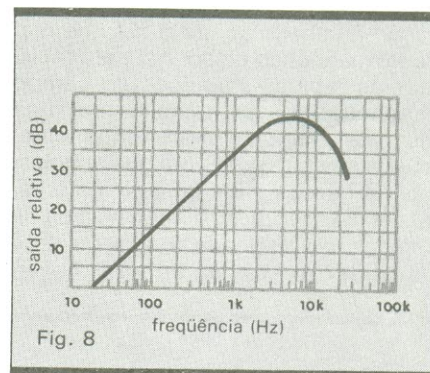
As fitas magnéticas são gravadas pelo método da corrente constante,



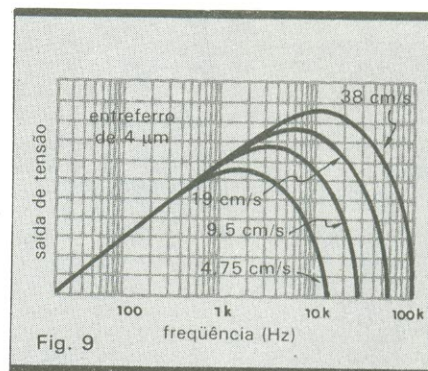
Curva típica de uma fita magnética (a) e aplicação da polarização CA (b).



Esquema simplificado de reprodução por fita.



Resposta típica de uma cabeça de reprodução.



Efeito da velocidade da fita sobre a resposta da cabeça.

que fornece o mesmo nível de corrente para todas as frequências. Como a cabeça é indutiva, sua impedância vai aumentar, então, à proporção de 6 dB/oitava em relação à frequência — o que resulta em um acréscimo da tensão de saída. Em última análise, portanto, a tensão de gravação é diretamente proporcional à frequência do sinal de áudio.

Portanto, na reprodução, o sinal enviado ao pré não exibe uma resposta plana de frequência, mas um nível que aumenta à medida que o sinal se aproxima dos agudos (fig. 8). Nas altas frequências, contudo, conforme mostra a figura, ocorre uma drástica redução do nível — um fenômeno que tem várias origens, todas diferentes e sem relação entre si, mas que contribuem para o mesmo efeito.

Podemos apontar a redução do comprimento de onda, à medida que a frequência aumenta, como a primeira razão desse fenômeno. Dois fatores, por sua vez, podem controlar esse problema: a velocidade de gravação e a largura do entreferro. Explica-se o primeiro pelo fato de que, quanto mais rapidamente a fita desloca-se em relação à cabeça, maior a área de material magnético disponível para registrar as rápidas variações do campo magnético. Dessa maneira, nas fitas que se deslocam mais lentamente, chega-se a um ponto em que simplesmente não há material suficiente para ser magnetizado. A influência da diferença de velocidade pode ser melhor “sentida” através da figura 9; obser-

ve que, quanto maior a velocidade da fita, mais fiel será a gravação dos sinais de áudio.

Quanto ao segundo fator, ele exerce influência porque, se o comprimento de onda igualar-se à largura do entreferro, simplesmente não haverá gravação de sinal, já que as extremidades do entreferro estarão no mesmo potencial magnético. Isto pode ser observado na figura 10.

Outra causa de perdas em altas frequências está mais relacionada com a formulação da própria fita do que com a dinâmica da gravação. Aqui entra o fenômeno da saturação magnética: à medida que as variações magnéticas aumentam de intensidade, a fita tende a saturar-se, não aceitando nenhuma informação adicional; como consequência, acontece a queda de nível na gravação. Utiliza-se o termo **autodesmagnetização** para descrever esse efeito.

Em termos de física, o material gravado em fita consiste em pequenas barras magnéticas alinhadas. Assim, com o aumento da frequência, maior será o número de barras por extensão de fita e menores as barras — o que acarreta o cancelamento magnético, devido à grande quantidade de pólos norte e sul próximos entre si. Em outras palavras, quanto mais agudo o som, mais fraca será sua reprodução.

O terceiro fator é devido justamente à polarização. A corrente de alta frequência usada na gravação para corrigir as deficiências da fita tende a apagar as frequências mais altas do

sinal — mais suscetíveis ao efeito pelo fato de já serem gravadas em níveis mais baixos. Costuma-se chamar esse fenômeno de **apagamento por polarização**.

De todos os fatores que contribuem para a perda de altas frequências, os mais graves são os dois últimos, isto é, a autodesmagnetização e o apagamento por polarização. Isto torna difícil uma equalização universal, já que a resposta final de uma gravação vai depender muito da qualidade da fita empregada e do ajuste correto da corrente de polarização. Apesar disso, foram criados padrões de equalização pela NAB americana e pela DIN alemã, a primeira restringindo-se às fitas de rolo e cartucho e a segunda, às fitas cassete.

A título de exemplo, apresentamos na figura 11 curvas NAB genéricas para gravação e reprodução — complementares entre si, a exemplo das curvas RIAA. Observe que, também à semelhança da equalização para discos, existem aqui as frequências de transição: 50 Hz nas baixas frequências e 1 770 Hz (para 4,75 e 9,5 cm/s) ou 3 180 Hz (para 19 e 38 cm/s) nas frequências altas. Segundo a figura, os agudos são enfatizados na gravação para serem depois atenuados na reprodução do sinal, obtendo-se uma drástica redução do ruído de fundo e uma melhoria geral das condições de reprodução.

Convém observar, no entanto, que a curva de gravação NAB é resultado de uma combinação das respostas da cabeça gravadora e do amplificador correspondente. Assim sendo, o projeto desses amplificadores requer um grande conhecimento da resposta em frequência da cabeça de gravação. E conclui-se que a diferença entre essa resposta e a curva NAB é que vai determinar o formato da equalização exigida pelo amplificador.

Bibliografia

- *Audio Handbook* — National Semiconductor — 1976.
- *Audio/Radio Handbook* — National Semiconductor — 1980.
- *Os Princípios da Gravação em Fita Magnética* — *Nova Eletrônica* n.ºs 53, 54 e 55 — 1981.
- *O Básico sobre Equalização em Áudio* — *Nova Eletrônica* n.º 74 — 1983

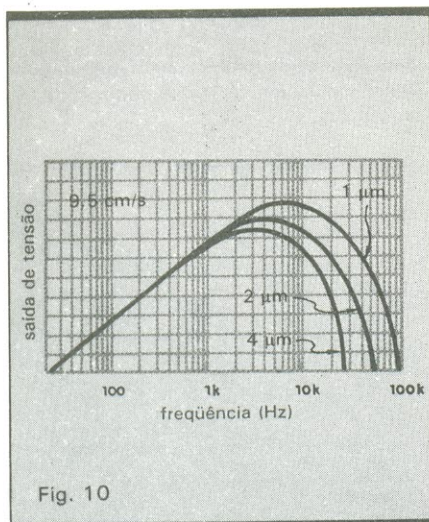


Fig. 10
Efeito da largura do entreferro sobre a mesma resposta.

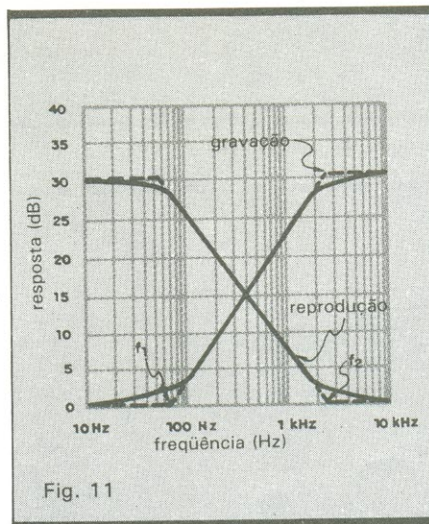


Fig. 11
Equalização NAB para gravação e reprodução.

Teoria e prática do disparador Schmitt com circuito discreto

Recuperar sinais ruidosos e restituir níveis lógicos são algumas das aplicações do disparador Schmitt, um tipo de multivibrador comandado por entrada de frequência constante

O disparador Schmitt (*Schmitt Trigger*) é um circuito multivibrador acionado por meio de um sinal de entrada com frequência constante. Na saída fornece ondas retangulares, não importando a forma ou perfil do sinal de entrada. O circuito é uma variação do clássico *acoplamento cruzado*: um coletor é acoplado à base de outro transistor, enquanto uma segunda interconexão se faz através dos emissores. A primeira vez que um circuito desse tipo foi descrito remonta a 1938, e, naturalmente, utilizava válvulas.

Observando a figura 1 (a e b) fica mais fácil entender a ação do circuito. Na figura 1 (a) vemos uma forma de onda que sobe e desce lentamente ser convertida em transições rápidas à saída, quando os níveis V_{lig} e V_{desl} são cruzados. Na figura 1 (b) nota-se como uma forma de onda ruidosa é convertida em pulsos isentos de ruído. Entradas abaixo de V_{lig} (em amplitude) são discriminadas, enquanto sinais que excedem V_{lig} se tornam transições bem definidas. Se escolhido um nível adequado de comutação, os ruídos e outros sinais indesejáveis podem ser rejeitados. O circuito Schmitt pode desempenhar várias funções: perfilamento de sinais, restituição de nível lógico, retangulação, discriminação de amplitude e sensoriais.

Circuito básico — Na figura 2 temos o circuito básico do disparador Schmitt. Vamos supor, em princípio, que V_e é de baixo valor, para que Q2 esteja em estado de corte. Quando Q2 está cortado, a tensão de seu coletor

é elevada e Q1 está saturado. A corrente através de Q1 faz com que ocorra uma queda de tensão nos extremos de R2, que assim determina o potencial do emissor.

Quando a tensão de entrada se ele-

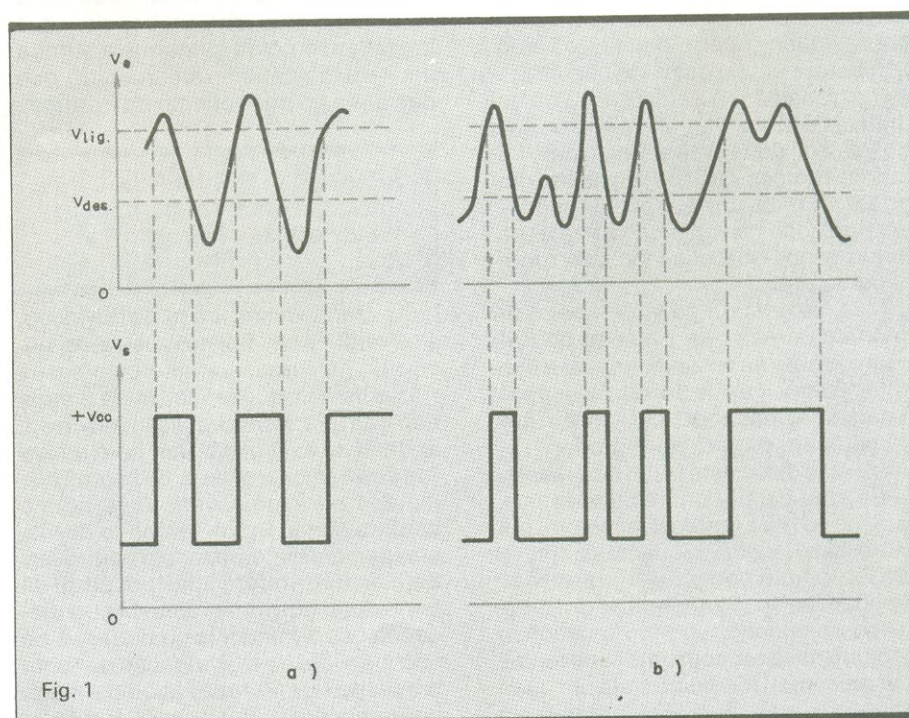


Fig. 1 Ação do disparador Schmitt sobre duas formas de onda diferentes.

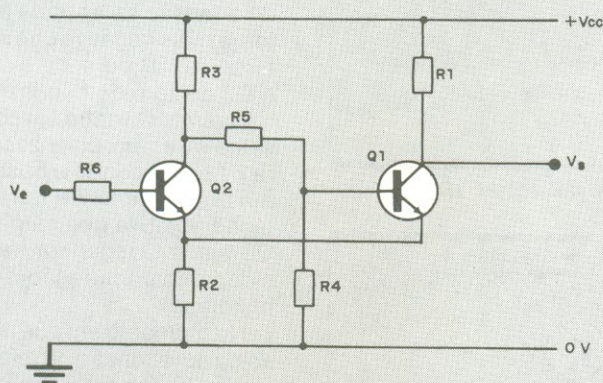


Fig. 2

Circuito básico de um disparador Schmitt com componentes discretos.

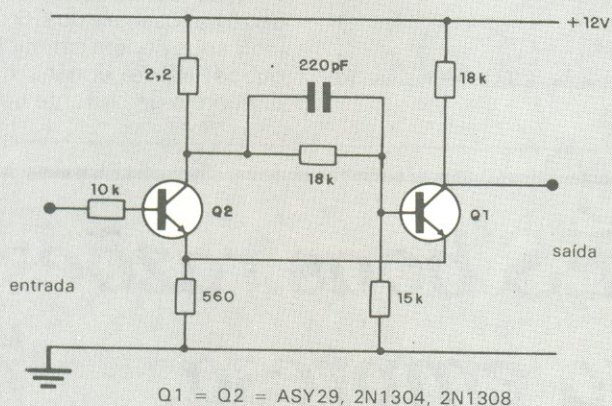


Fig. 3

Exemplo de Schmitt prático, com transistores de alto ganho.

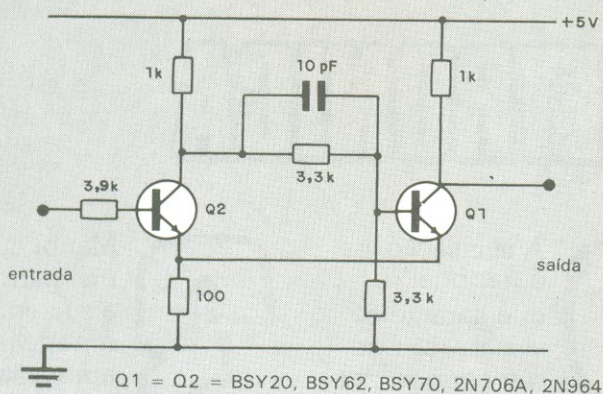


Fig. 4

Circuito disparador Schmitt para interligação com TTL.

va, chega-se a uma situação em que Q2 começa a conduzir. Com isso, cai o potencial do coletor de Q2, fazendo com que Q1 entre em corte, e diminui ainda mais a tensão sobre R2, reduzindo-se também o potencial do emissor de Q2.

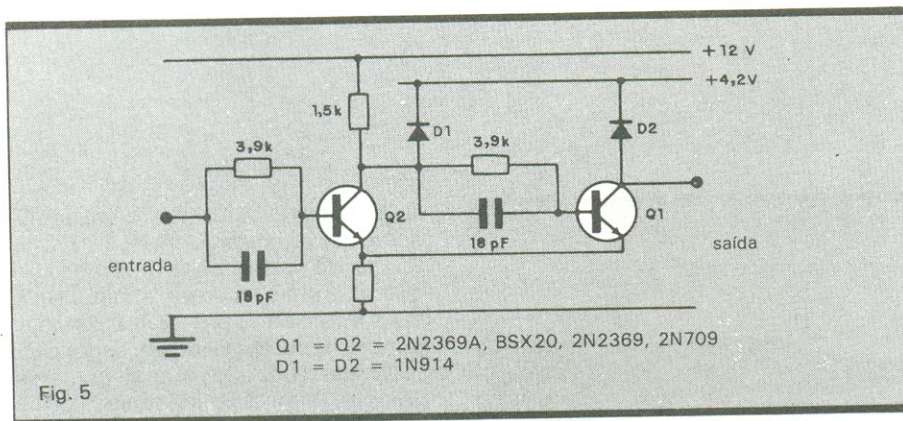
O ciclo regenerativo (realimentação positiva) termina rapidamente a comutação de transição até Q2 ficar saturado e Q1 entrar em corte. A tensão de saída para esse estado é igual a $+V_{cc}$. A tensão de entrada necessária para a transição é V_{lig} .

Vamos supor agora que a tensão de entrada diminui o suficiente para tirar Q2 da saturação. A tensão do coletor de Q2 aumenta, fazendo com que Q1 conduza e eleve o potencial do emissor. Essa ação regenerativa coloca Q2 rapidamente em corte e Q1 em condução. A tensão de entrada necessária para tal transição é V_{desl} .

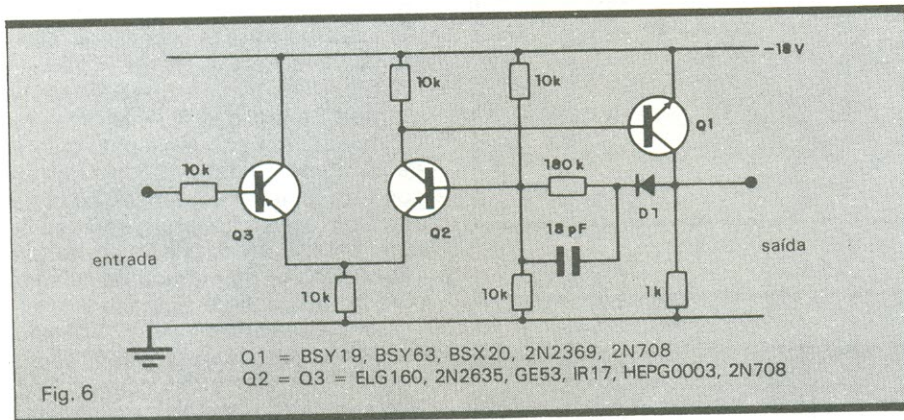
A diferença entre V_{lig} e V_{desl} é denominada tensão de histerese ou "zona morta". Para o circuito funcionar, é necessária certa histerese, usualmente obtida com R3 de valor maior que R1 e utilizando a ação de divisor de R4 e R5 para estabelecer o nível. Isso pode ser conseguido com R3 igual a R1 e removendo R4. Reduzindo-se a histerese, aumenta-se o tempo de subida e descida do circuito e também torna-se o disparador mais sensível.

Circuitos típicos — Na figura 3 temos um circuito típico com transistores de alto ganho, de germânio (pois existem ainda muitos desses semicondutores no comércio). O tempo de comutação é de 2 microssegundos. Nas figuras 4 e 5, os circuitos foram projetados para interfacear com circuitos TTL. Na figura 5, usa-se uma fonte de alimentação de 12 volts, com a tensão do coletor ajustada ao redor de 5 volts (a queda de tensão, em ação direta, no diodo 1N914, é da ordem de 0,7 volt). Esse dispositivo para cortar o coletor reduz o tempo de subida e descida e permite que o nível de saída se mantenha em 5 volts para correntes de cargas de até 5 mA. O tempo de subida e descida para o circuito é da ordem de 30 nanossegundos e a frequência máxima, de 5 MHz. A função do capacitor é acelerar a velocidade de comutação.

Alta impedância de entrada — A impedância convencional de entrada do disparador Schmitt pode ser aumentada, transformando o estágio de entrada em diferencial, como se pode ver na



Interface com TTL, com fonte de 12 V: os 5 V são ajustados no coletor de Q1.



Disparador Schmitt com entrada diferencial, de alta impedância.

figura 6. Isso também ajuda a manter o ponto de ação e a histerese constantes, independentemente das variações ambientais de temperatura.

Se Q1 está cortado, Q2 está conduzindo e Q3 mantém-se em condução; a saída é de -18 volts, D1 está polarizado reversamente e o resistor de histerese R1 está fora do circuito. Quando a tensão de entrada alcança ou se torna mais negativa que a tensão de referência, Q1 começa a conduzir e Q3 e Q2 deixam de conduzir.

Quando Q3 entra em corte, o nível de saída vai a zero, polarizando diretamente D1 e colocando a base de Q2 próxima ao potencial de terra. A realimentação positiva nos caminhos de Q2 e Q3 aumenta regenerativamente a velocidade de comutação e D1 fornece a histerese.

No momento em que o sinal cai abaixo da nova tensão de referência, na base de Q2, Q1 entra em corte e Q2 começa a conduzir. Isso permite que Q3 conduza e a saída se eleve a -18 volts, completando o ciclo. A velocidade do circuito depende principalmente de Q3, porque Q1 e Q2 formam um comutador de ação rápida, sendo típico um valor de 20 nanossegundos. Os transistores indicados podem ser substituídos por outros PNP de germânio ou silício, com um ganho de corrente de 30 ou mais.

NE

Existem TRÊS boas razões para sua empresa veicular em

NOVA ELETRONICA

1

O profissional qualificado da área de eletrônica é nosso leitor. A NE tem 10.000 assinaturas pagas, além da venda em banca, num total de 42.500 exemplares.

2

A circulação é nacional, o que garante a visualização do seu anúncio por profissionais de outros estados.

3

Menor custo por mil, permitindo a sua empresa um melhor aproveitamento de verba e de espaço.

Como extrair o sinal de vídeo do microcomputador

Neste mês, indicações sobre como tirar o sinal de vídeo dos micros, para alimentar monitores de TV, e ainda outras respostas

Fonte ou saída horizontal?

No aparelho Philco preto e branco chassi 361, no grupo 300 (fonte de alimentação), encontrei os seguintes valores de tensão: coletor de T301 = 19,3 V, emissor de T301 = 12 V. O resistor R302 e os diodos estão em perfeito estado. Por que, então, não tenho no ponto 303 os 24 V?

Eduardo de Vasconcelos —
Brasília, DF

Observe a figura 1, onde está ilustrado o esquema elétrico dessa fonte regulada. A tensão de 19,3 V, no coletor de T301, é proveniente do circuito retificador, sendo fornecida pelo transformador de rede. Essa tensão de entrada da fonte (não regulada) atravessa o transistor regulador série T301 e apresenta-se em seu emissor já com o valor estabilizado de 12 V.

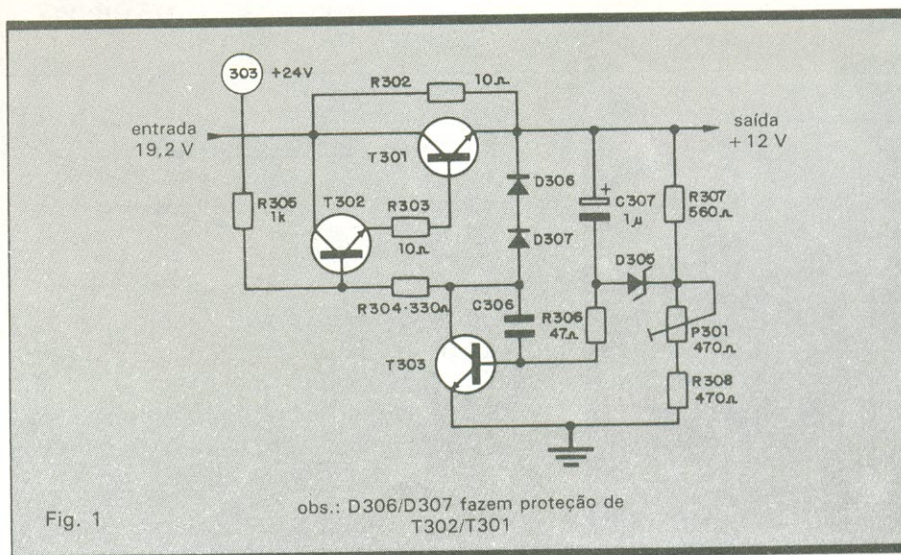
O resistor R302 possibilita que uma parcela da corrente de consumo do televisor atravessa por fora do transistor regulador, aliviando com isto a dissipação de potência sobre este. T302 atua como reforço de corrente para o transistor regulador série, formando com ele uma montagem *Darlington*. Nessa configuração, consegue-se que uma pequena corrente na base de T302 já seja suficiente para excitar T301.

O transistor T303 é chamado de amplificador de erro. Ou seja, a saída da fonte é amostrada pelo divisor de tensão formado por R307, P301 e R308 e aplicada sobre o diodo zêner D305. O sinal de "erro" dessa comparação vai para a base de T303, que o amplifica e inverte, antes da injeção na base do conjunto *Darlington* regulador série T302/T301.

Agora chegamos ao ponto de sua dúvida: se a fonte está funcionando

corretamente, o que está demonstrado pela tensão de saída de 12 V (correta), por que não foram encontrados os 24 V no ponto 303, que alimenta a base de T302 através do resistor R305?

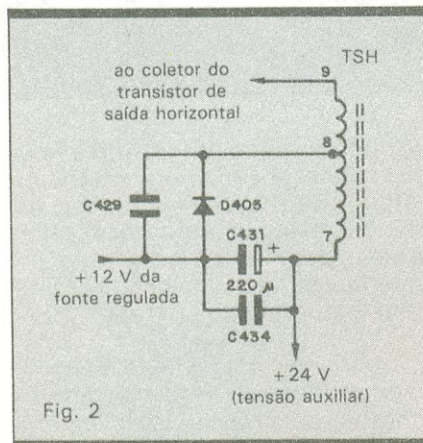
A tensão de 24 V é gerada pelo estágio de saída horizontal. Conforme mostra a figura 2, ela é obtida com o grampeamento dos pulsos horizontais presentes no enrolamento 7/8 do *fly-back*, graças ao diodo D405, que traz a alimentação de 12 V da fonte princi-



Fonte de alimentação do TV Philco chassi 361.

pal. Sobre o capacitor de filtro C431 é então desenvolvida uma tensão de 24 V (12 V da fonte mais pulsos horizontais retificados) que alimenta, entre outros circuitos, o ponto 303 da fonte principal.

O resistor R305, juntamente com



Fonte auxiliar produzida no estágio horizontal.

R304, constitui a carga de coletor do transistor T303, que vai fornecer o sinal de erro ao conjunto regulador série. Observe que, da base de T302 até o emissor de T301, existem duas junções base-emissor (queda de tensão de 0,7 V) e mais o resistor R303 (queda de tensão de 0,2 V). Sabendo-se que a tensão aplicada à base de T302 estará presente no emissor de T301, a menos das quedas de tensões, para se obter os 12 V no emissor de T301 devemos aplicar 13,6 V ($12 + 1,6$) na base de T302.

Para proporcionar uma boa dinâmica de excursão sobre o resistor R305, o ponto 303 deve receber uma tensão com razoável margem de afastamento do valor 13,6 V, sendo então aplicado a ele o valor de 24 V proveniente de uma fonte auxiliar gerada pelo estágio de saída horizontal. Como na partida do TV ainda não existem os pulsos horizontais para se sobrepor à tensão de 12 V, essa fonte auxiliar apresenta-se com 12 V.

A mesma situação ocorre quando o estágio horizontal está inoperante, o

que acreditamos ser o caso do seu televisor. Portanto, o problema não está na fonte de alimentação, mesmo porque você constatou a saída normal de 12 V, o que já é suficiente para dar partida no aparelho. Verifique o estágio horizontal, seja o oscilador (T403/T405) ou a saída T406 e seus componentes associados, que certamente encontrará o problema.

Ajuste de branco

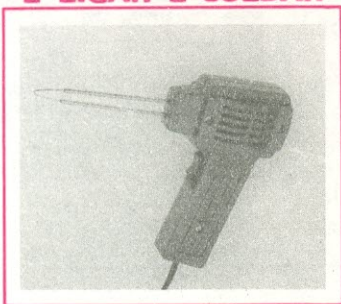
Embora esteja avançado no curso de TV, ainda não tenho habilidade nem conhecimentos para solucionar um problema que ocorre no meu aparelho. O TVC Telefunken apresenta o seguinte defeito: ao se mudar a chave CH301, separam-se as três cores através dos ímãs de correção, porém o azul aparece na forma de arco-íris, tal como mostra a figura 3. As tensões medidas são as mesmas do esquema do fabricante.

Sebastião Carlos Marciano — São Paulo, SP

PISTOLA DE SOLDA

MEBRASI

É LIGAR E SOLDAR



Chegou a Pistola de Solda Mebrasi. Com ela você pode soldar ou remover componentes eletrônicos em poucos segundos. A Pistola de Solda Mebrasi é prática, leve, de rápido aquecimento e tem dupla voltagem. Ideal para oficinas, serviços externos ou Hobbies. Pistola de Solda Mebrasi: É ligar e soldar.

MEBRASI INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.
Rua Ramiro Correia Monteiro, 55 - Jardim D'Abril
Osasco - São Paulo
Tel.: 803-3466

PRODUTOS MEBRASI - NA LIDERANÇA



SUGADOR DE SOLDA SS-15

Patenteado



- BEM MAIS LEVE só 45 gramas
- MAIOR SEGURANÇA
- MAIOR VOLUME DE SUÇÃO ARMÁVEL COM UMA MÃO SÓ

Imprescindível na remoção de qualquer componente da placa de circuito impresso. Deixa furos e terminais limpos para novas montagens.

FURADOR DE PLACAS

Fura com maior simplicidade e perfeição, placas de circuito impresso.



Manual
Mais fácil
do que grampear papel

SUPORTE P/ PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO



REGULÁVEL

A 3ª MÃO
Mantém a placa firme, facilitando montagens, soldagens, consertos, testes, experiências, etc.

CETEKIT - LABORATÓRIO P/ CIRCUITO IMPRESSO

Composto de: cortador de placa - perfurador de placa - caneta com tinta - placa virgem - percloro de ferro - vasilhame p/ corrosão - instruções p/ uso.

GRÁTIS curso - Como Fazer uma Placa de Circuito Impresso.
Aos sábados - Centro de S. Paulo
Informações Tel.: 221-1728

CETEISA — Centro Técnico Indl. Sto Amaro Ltda
Rua Barão de Duprat, 312 - Sto Amaro - S. Paulo
Tels.: 548-4262 e 522-1384 - Cep. 04743

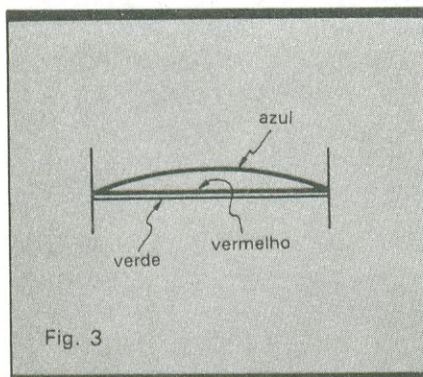


Fig. 3

Defeito: as cores se separam, e o azul forma um arco.

Antes de responder à sua questão, vamos esclarecer alguns pontos importantes. CH301 é a chamada "chave de serviço" e sua função é permitir o ajuste correto da polarização do cinescópio, equilibrando a intensidade da corrente de feixe dos três canhões, para se produzir o tom branco.

Essa chave não separa as três cores através dos ímãs de correção, como você cita, mas sim desliga o sistema de deflexão vertical para permitir a formação de uma única linha no centro da tela. Como os cinescópios tricromáticos possuem três feixes, e devido ao desajuste do sistema de convergência, ao invés de uma única linha observam-se três, uma de cada cor. Se a convergência do televisor estivesse corretamente ajustada, essas três linhas estariam coincidindo e dariam origem a uma única linha branca.

Portanto, verifique antes o sistema

de convergência da sua TV e, se for necessário, proceda a um ajuste. Mas, lembre-se, para o ajuste da convergência não utilize a chave de serviço. Esse ajuste é realizado aplicando-se um sinal *padrão convergência* ao aparelho e atuando sobre os controles de *convergência estática* (1º passo) e *dinâmica* (2º passo). O ajuste do branco ou equilíbrio dos feixes poderá, então, ser realizado após o ajuste de convergência, e para esta finalidade deve ser utilizada a chave de serviço da TV.

Três dúvidas: TVC, TVPB e VCR

Solicito a esta seção três esclarecimentos técnicos. 1) Na TVC Telefunken 361, não consegui solução para uma pane no horizontal: não há alta-tensão e a voltagem no circuito de emissor e base de T504 é igual a 180 V. 2) Falta de nitidez e imagem ligeiramente negativa em um TV preto e branco Philco B265. 3) Videocassete JVC HR6700U: falhas intermitentes na gravação de vídeo. Ora grava, ora não grava. A gravação inicia-se bem, mas depois, em alguns minutos, nada aparece gravado, só a fita apagada em vídeo e o som normal. De vez em quando o defeito desaparece por completo. Não há problema de campos magnéticos por perto. Há umidade devido ao ar condicionado — poderia ser isso?

Heitor Vianna Posada Filho —
Niterói, RJ.

Vamos às suas questões, pela or-

dem em que foram apresentadas.

1) A ausência de alta-tensão MAT deve ser pesquisada no estágio horizontal. Em primeiro lugar, certifique-se de que o oscilador horizontal esteja funcionando corretamente, pois, sem excitação, o estágio de saída nada pode fazer. Comprovada a existência do sinal de excitação, passe a examinar com atenção o estágio de saída. Não temos condições de examinar o seu problema com maior profundidade, pois você não nos remeteu dados suficientes para uma análise mais completa.

2) Normalmente, a falta de nitidez (embaçamento) acompanhada de uma aparente imagem negativa revela emissão insuficiente do feixe de elétrons do cinescópio, ou seja, esgotamento do TRC. Contudo, uma exata afirmação a esse respeito somente poderá ser feita após um exame adequado nos circuitos de polarização do cinescópio. No caso de cinescópios com baixa emissão (esgotados), resta-nos aplicar uma última alternativa: elevar a tensão de filamento e, com isto, induzir a uma maior liberação de elétrons pelo cátodo, fazendo-o voltar às condições de uso (porém, por pouco tempo).

3) As falhas na gravação do videocassete estão sendo produzidas por algum problema intermitente em seu circuito. Tais problemas são bastante difíceis de serem detectados, uma vez que têm ocorrência aleatória. Isso exige a observação do circuito por um tempo prolongado, e o uso de instrumental próprio ligado a ele. Campos

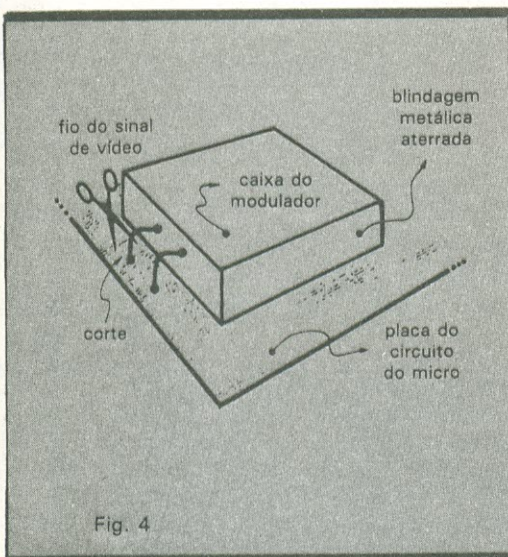


Fig. 4

Localização da etapa moduladora de RF e da saída de vídeo.

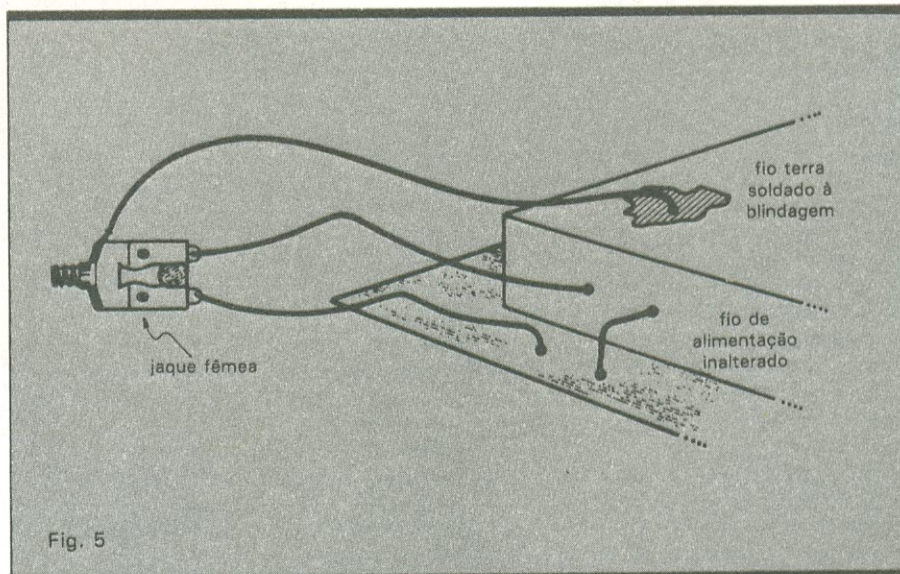


Fig. 5

Um jaque fêmea pode ser utilizado para a conexão da saída de vídeo.

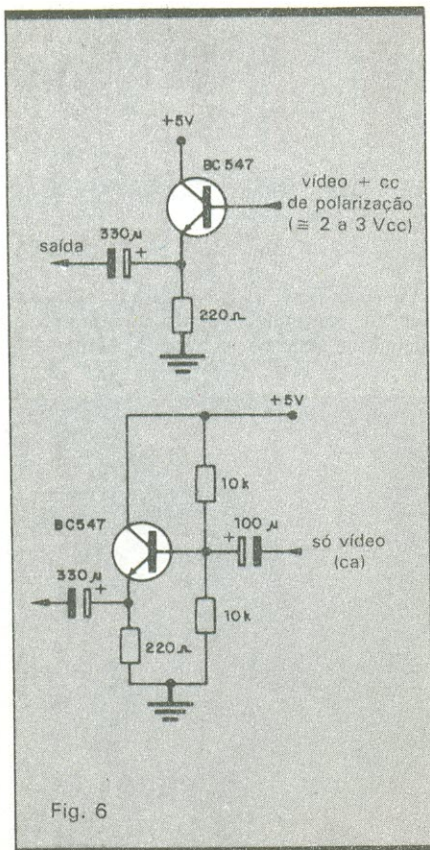


Fig. 6
Circuitos para o casamento de impedância com a saída do micro.

magnéticos não causam problemas desse tipo. Quanto à umidade do ar, ela poderá ser detectada pelo videocassete (sistema *dew*), que, neste caso, se desligará completamente, não permitindo gravações nem reproduções. Portanto não é esse também o provável defeito no circuito do seu aparelho. Somente uma oficina especializada poderá realizar um exame completo e sanar o problema. Boa sorte.

Saída para vídeo

Por diversas vezes nesta seção, já apresentamos circuitos para serem adaptados a receptores de TV, no sentido de que estes ofereçam uma entrada de vídeo, muito procurada pelos possuidores de microcomputadores. Por outro lado, para alimentar essa entrada de vídeo, devemos extrair o sinal de vídeo do microcomputador antes de ser modulado pela portadora de RF. O leitor Fernando B. A. solicitou, pela NE n.º 106, a maneira de se localizar o sinal de vídeo no interior de um TK-85. Esta informação nos foi enviada por um de nossos leitores, e, por tê-la como de interesse geral, resolvemos reproduzi-la.

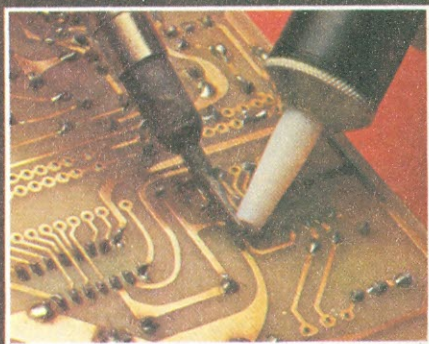
A saída de sinal para TV é idêntica em quase todos os micros dessa cate-

goria. Na figura 4 pode-se observar a aparência genérica da etapa moduladora de RF, envolvida por uma blindagem para evitar irradiações do sinal.

Alimentando o modulador de RF, existem praticamente só dois fios básicos: um do sinal de vídeo e outro com alimentação CC para o circuito, habitualmente de 5 V. Identificado o fio do sinal de vídeo, corta-se o mesmo pela metade e solda-se cada extremidade aos contatos de um jaque fêmea com interrupção. Dessa forma, quando o plugue não estiver conectado, tudo se passará como se o circuito estivesse fechado, alimentando o modulador. Conectando-se o plugue externo, o sinal de vídeo será desviado para o monitor (receptor de TV adaptado). Não esqueça de soldar, também no jaque fêmea, o terra do circuito, como mostra a figura 5. O nível do sinal fornecido pelo microcomputador deverá ser suficiente para alimentar a entrada de vídeo, que em geral exige aproximadamente 1 Vpp.

Como as entradas de vídeo são padronizadas com a impedância de 75 ohms, será prudente adicionar um circuito reforçador junto à saída de sinal do micro. Esse circuito é constituído por um simples transistor na configuração seguidor de emissor, tal como indica a figura 6.

DESSOLDAR JÁ FOI PROBLEMA...



SUPORTE PARA FERROS DE SOLDA COM ESPONJA VEGETAL



MOD. MASTER



MOD. 101



MOD. 301



MOD. 201

AGORA É SOLUÇÃO, COM OS SUGADORES DE SOLDA PROFISSIONAIS DA "AFR"

Bicos intercambiáveis com opção para bicos antiestáticos para MOS/LSI.

SOLICITE FOLHETO TÉCNICO



EQUIPAMENTOS E ACESSÓRIOS ELETRÔNICOS LTDA.

DEPTO. DE VENDAS: RUA CAMÉ, 710
03121 - SÃO PAULO - SP
TEL.: (011) 914-5667

Ângulo de permanência: mais um trabalho para o multímetro

Relação de componentes

R1 - 18 Ω - 5 W
R2 - 27 Ω - 1/4 W
C1, C2 - 2,2 k μ F/250 V (poliéster)
D1 - 1N4004
D2 - 5,6 V/500 mW (zêner)
D3, D4, D5 - 1N4002
Q1, Q2 - BD135
P1 - 50 Ω (potenciômetro de fio)

Existem muitos aficionados de eletrônica que gostam de fazer, eles próprios, a regulagem do carro, seja por economia ou pela garantia de que o serviço será realmente bem feito. A regulagem inclui, basicamente, ponto de ignição, marcha lenta e abertura dos platinados. Alguns chegam mesmo a regular as válvulas com perfeição. Outro ponto a ser verificado, porém, e que poucos conhecem, é o ângulo de permanência dos platinados.

Esse ângulo é o tempo em que os platinados permanecem fechados (medido em graus) e durante o qual a corrente da bateria flui pelo primário da bobina e nela desenvolve um campo magnético. Ao ser interrompida a corrente, quando os platinados abrem, o campo magnético entra em colapso — e através da alta relação de espiras da bobina surge uma alta-tensão que provoca

uma faísca nas velas.

Se o ângulo de permanência for muito curto, o campo magnético não será forte o bastante para produzir uma boa faísca nas velas. Se for muito longo, o núcleo da bobina irá saturar-se, prejudicando igualmente o desenvolvimento de uma alta-tensão satisfatória — além da possibilidade de danos na bobina, provocados por excesso de aquecimento.

Normalmente, o ângulo de permanência é ajustado através da abertura correta dos platinados, de acordo com a especificação de cada tipo de automóvel. Mas esse ângulo também é afetado pelo desgaste dos pontos do eixo que faz a abertura dos platinados, e como esse desgaste nunca é o mesmo para todos os pontos (além de outros fatores), a medida da abertura nem

sempre é uma boa indicação de que o mesmo está correto. Por essa razão, desenvolvi um medidor eletrônico que, acoplado a um VOM de galvanômetro, faz essa medida com perfeição, estando o motor em movimento.

Circuito — O medidor é constituído basicamente por um gerador de corrente constante, formado por Q2, R2, D3, D4, D5 e P1. Os demais componentes (R1, C1, D2, C2 e Q1) protegem o circuito e o multímetro contra danos, mantendo constante a tensão sobre eles. O diodo D1 também serve de proteção, evitando problemas no caso de inversão acidental dos terminais de entrada, bloqueando ainda as elevadas tensões reversas presentes nos pontos do distribuidor.

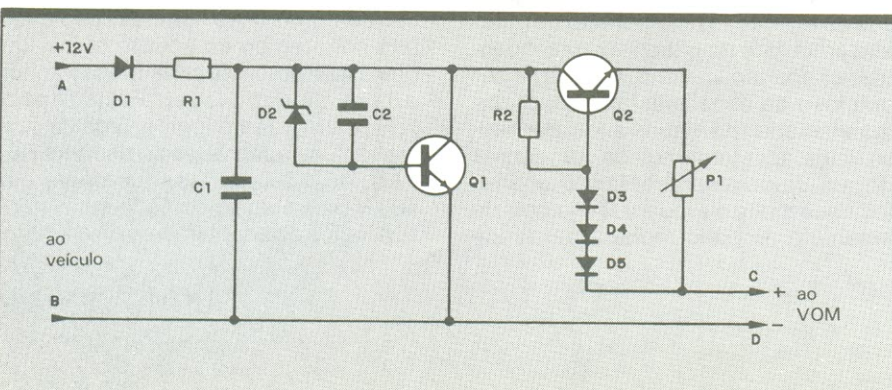
Sendo a corrente constante, a medida indicada pelo VOM será função apenas do tempo em que o platinado estiver fechado — que é sempre igual para qualquer rotação do motor, devido aos mecanismos de compensação existentes no distribuidor.

Utilização — Selecione seu VOM para medir corrente numa escala igual ou imediatamente superior a 150 mA. Mantenha P1 em seu ponto médio e ligue o instrumento aos terminais C e D. Ligue então o ponto A ao terminal positivo da bateria e o ponto B ao chassi do veículo. Ajuste P1 para obter a leitura de 150 mA e o aparelho estará calibrado.

Para utilizá-lo, mantenha o ponto A no positivo da bateria e ligue o B ao ponto não aterrado do distribuidor (o fio ligado à parte móvel do platinado). O VOM vai indicar uma corrente que poderá ser convertida diretamente em ângulo de permanência, através da tabela anexa. Se for necessário, ajuste a abertura dos platinados, até obter o ângulo de permanência correto. Você poderá informar-se sobre o ângulo de permanência ideal para seu carro consultando uma oficina autorizada.

Tabela de conversão

corrente (mA)	0	60	65	70	75	80	85	90	95
ângulo p/ 4 cilindros	0	36°	39°	42°	45°	48°	51°	54°	57°
ângulo p/ 6 cilindros	0	24°	26°	28°	30°	32°	34°	36°	38°



Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de no máximo duas páginas. Todo mês selecionaremos uma entre as várias idéias recebidas.

ARSENieto DE GÁLIO
1ª PARTE

Arsenieto de gálio: uma alternativa para o silício

Novas tecnologias de fabricação começam a tornar possível em algumas áreas a substituição do silício pelo arsenieto de gálio

Há quase duas décadas, o arsenieto de gálio — GaAs — vem sendo utilizado na construção de dispositivos eletrônicos e há pelo menos dez anos são produzidos circuitos integrados com esse material. O principal fator a determinar a utilização do GaAs como material semicondutor, para a fabricação de dispositivos eletrônicos, é a elevada mobilidade dos seus elétrons, que, dependendo da tecnologia de fabricação empregada, pode atingir valores 50 vezes maiores que no silício. Outra vantagem do GaAs é possuir uma faixa proibida mais elevada em seu diagrama de energia, o que o torna menos condutor que o silício, por exemplo. Isso permite obter-se sensível redução nas correntes de fuga e redução ainda maior nas capacitâncias parasitárias presentes num CI.

Além disso, o fato de a recombinação de elétrons e lacunas dar-se de forma direta, vinculada à largura da faixa proibida, tem como consequência uma maior eficiência na irradiação de luz na recombinação desses portadores. Por isso, o arsenieto de gálio é usado tanto na fabricação de diodos eletroluminescentes (DEL), como na de *lasers* a semicondutor, onde é empregado em combinação com outros compostos da

série III-V. Tais características possibilitam a sua aplicação também nos dispositivos de microondas de potência, na construção de CIs monolíticos e híbridos para microondas (CMM e CIHM) e, recentemente, em circuitos integrados monolíticos digitais (CIMG). Nesses dois últimos anos, por sinal, os CIMGs têm registrado desenvolvimento excepcional, prevendo-se que, em menos de uma década, eles possam alcançar níveis de complexidade na integração equivalentes aos dos integrados de silício.

Em face desse enorme potencial, mais cedo ou mais tarde o nosso leitor irá se defrontar com um integrado GaAs. Para informá-lo sobre suas principais tecnologias e características, vamos desenvolver uma série de artigos com o propósito de familiarizá-lo com o assunto.

Introdução — Os recentes progressos na aplicação de arsenieto de gálio têm produzido resultados surpreendentes, chegando mesmo a contradizer opiniões de especialistas abalizados manifestadas há alguns anos. Por causa deles, acostumamo-nos com a idéia de que, embora apresentando uma velocidade muito elevada, a tecnologia de arsenieto de gálio registra um rendi-

mento de fabricação (*yield*) muito baixo, sendo por isso mais indicada para aplicações na construção de dispositivos discretos e circuitos integrados em pequena escala (ou em CIs em escala ampla, porém destinados a fins muito especiais, onde o fator custo pode ser desprezado). Contrariamente a este ponto de vista, o GaAs vem sendo utilizado de forma cada vez mais ampla na construção de CIs com integração em larga escala (LSI). Neste sentido, é importante registrar que em alguns países industrializados já se obteve, a nível de laboratório, integrados GaAs altamente confiáveis com alta integração e ótimo desempenho em termos de velocidade e consumo de potência. Embora sejam apenas experimentais, os bons resultados alcançados por diferentes equipes permitem-nos antever o lugar importante que os integrados digitais GaAs deverão ocupar até o final desta década, na implementação de sistemas com lógica de alta velocidade. Segundo algumas projeções, o grau de complexidade dos integrados GaAs chegará mesmo a ultrapassar o dos CIs de silício, caso seja mantida a atual tendência de crescimento⁽¹⁾.

Um parâmetro muito comum utilizado pelos pesquisadores para avaliar a qualidade das tecnologias de fabricação de CIs em microeletrônica é o produto da relação potência consumida x tempo de atraso, numa porta lógica inversora simples. Quanto menor for este produto, mais adequada será a tecnologia para a produção de CIs. Pois bem. Pesquisas recentes com o arsenieto de gálio têm mostrado que é possível produzir-se portas lógicas com níveis muito baixos de consumo de potência, além de tempos de atraso de duas a cinco vezes menores que os obtidos pelas tecnologias mais rápidas de silício.

Como exemplos, podemos citar alguns lançamentos de integrados desse tipo, a saber: um multiplicador digital de 16 x 16 bits, com 10,6 ns de tempo de multiplicação e potência consumida de 952 mW, produzido pela Fujitsu; memórias MAD estáticas de 1 e 4 K bits com tempo de acesso menor do que 3 ns e potência consumida inferior a 0,7 W, produzidas pela Fujitsu e pela NTT; e um arranjo lógico, rede de portas lógicas adaptadas ao usuário, RELAU, de 1 200 portas, que opera em 400 MHz e com velocidade equivalente à lógica de acoplamento de emissor,

LAE (porém com um décimo do consumo de potência), produzido pela Tektronix. Em cada um desses CIs, o produto (potência x tempo de atraso) é de 3 a 10 vezes inferior ao que é registrado em integrados e equivalentes, fabricados com outras tecnologias.

Concluindo nossas considerações iniciais, lembramos que existem muitos novos materiais semicondutores sendo utilizados na construção de CIs e de dispositivos eletrônicos. Desses novos materiais semicondutores, o arsenieto de gálio (GaAs) é o principal

destaque e, por isso, terá um tratamento especial nesta série de artigos. Assinalamos, contudo, o uso de outros materiais semicondutores na microeletrônica, como é o caso do fosfito de índio, do telureto de cádmio mercúrio, do arsenieto de gálio índio (InGaAs), das heterojunções de sulfeto de chumbo-silício, além de outros compostos da série III-V e II-VI. Esses materiais semicondutores encontram larga aplicação na fabricação de componentes óptico-eletrônicos, como diodos eletroluminescentes, diodos detec-

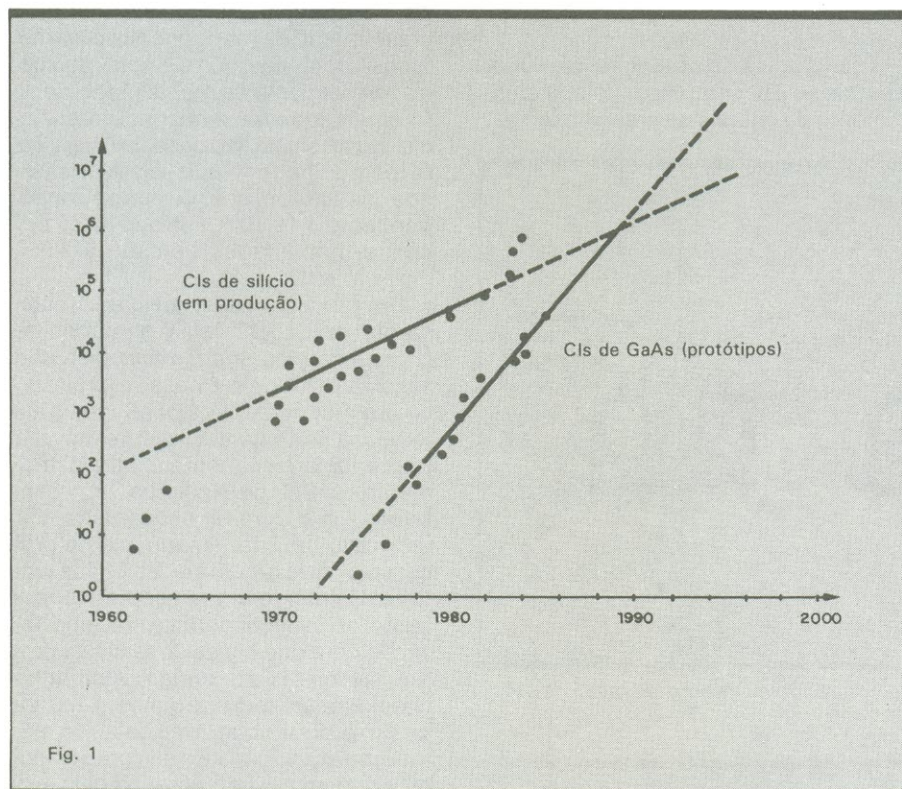
tores de luz, *lasers* em estado sólido, matrizes detectoras de imagens em infravermelho etc.⁽²⁻⁶⁵⁾.

Substrato semicondutor — Como já dissemos, além da aplicação em circuitos integrados extremamente rápidos, o arsenieto de gálio é empregado intensamente na construção de dispositivos de microondas e de dispositivos e matrizes óptico-eletrônicos. Sem dúvida, pode ser considerado o material semicondutor mais utilizado, depois do silício, suplantando de longe, por exemplo, o germânio, que, no passado, foi um material semicondutor de ampla aplicação e que ainda é usado na fabricação de alguns tipos de diodos e transistores, além de dispositivos semicondutores especiais. Entre os diferentes dispositivos fabricados com GaAs, podemos citar os varactores, os transistores de efeito de campo, o metal semicondutor (TEC-MES), os diodos e transistores de microondas, os *lasers* de injeção, os dispositivos de resistência negativa, e ainda os fotodiodos e mosaicos detectores de infravermelho, os diodos eletroluminescentes, os circuitos integrados monolíticos e híbridos etc.⁽⁶⁶⁾.

Hoje, podemos afirmar que os circuitos integrados de arsenieto de gálio já estão atingindo o limiar da integração em escala ampla. O tempo de retardo por porta pode atingir nestes CIs valores inferiores a 30 ps, ou seja, $3 \cdot 10^{-11}$ segundos⁽⁶⁷⁻⁸⁴⁾. Para que se tenha uma idéia da diferença de características do germânio e do silício com relação ao arsenieto de gálio, apresentamos na Tabela 1 um quadro comparativo de seus parâmetros⁽⁸⁵⁾.

As diferenças mais expressivas entre os parâmetros dos três materiais semicondutores são a largura da faixa proibida e a mobilidade dos elétrons. A primeira afeta de forma exponencial a população ou o número de elétrons livres na faixa de condução e o número de lacunas na faixa de valência, num cristal puro. Deste modo, na temperatura ambiente, o cristal de GaAs puro ou intrínseco tem uma resistividade drasticamente maior do que o silício ou o germânio. O arsenieto de gálio com máxima pureza registra uma temperatura ambiente de aproximadamente $1,4 \cdot 10^6$ elétrons livres por cm^3 em comparação com $1,5 \cdot 10^{10}$ elétrons livres por cm^3 , no silício, e $2,4 \cdot 10^{13}$ elétrons livres por cm^3 , no germânio. Desta forma, o GaAs apresenta uma resistividade intrínseca de $3,7 \cdot 10^8$ ohms/cm, enquanto o germânio possui apenas 46 ohms/cm de resistividade⁽⁸⁶⁻⁸⁷⁾.

Num cristal perfeito de arsenieto de gálio, a mobilidade dos elétrons pode atingir $10^5 \text{ cm}^2/\text{v-s}$, embora nesse ma-



Para efeito de comparação, são apresentadas curvas ilustrando o aumento do nível de complexidade de pastilhas de arsenieto de gálio e de silício.

Tabela comparativa

	Ge	Si	GaAs
Largura da faixa proibida (cv)	0,67	1,106	1,400
Tipo de transição na faixa	indireta	indireta	direta
Máxima mobilidade a 15°C ($\text{cm}^2/\text{v-s}$)	3 950	1 900	11 000
Máx. mob. de lacunas a 25°C ($\text{cm}^2/\text{v-s}$)	1 900	425	450
Massa efetiva dos elétrons (m^*)	0,55	1,1	0,43-0,071
Elétrons livres a 25°C (cm^{-3})	$2,4 \cdot 10^{13}$	$1,5 \cdot 10^{10}$	$1,4 \cdot 10^6$
Resistividade intrínseca (ohm-cm)	46	$2,3 \cdot 10^3$	$3,7 \cdot 10^8$
Ponto de fusão (°C)	936	1 420	1 238
Densidade específica (g/cm^3)	5,328	2,329	5,316
Constante cristalina (Å)	5,658	5,430	5,654
Distância entre átomos vizinhos (Å)	2,45	2,35	2,45
Átomos/ cm^3	$4,42 \cdot 10^{22}$	$5,0 \cdot 10^{22}$	$4,43 \cdot 10^{22}$
Coefficiente de expansão térmica ($^{\circ}\text{C}^{-1}$)	$6,1 \cdot 10^{-6}$	$2,33 \cdot 10^{-6}$	$5,93 \cdot 10^{-6}$
Constante dielétrica	15,7	12	11,1
Calor específico	0,074	0,167	0,086
Pressão de vapor no ponto de fusão (atm.)	10^{-8}	10^{-7}	1

terial o valor típico de mobilidade seja de $12^{103} \text{ cm}^2/\text{v}\cdot\text{s}$, devido à presença de defeitos na estrutura cristalina. Tal como no silício, o aumento de concentração das impurezas provoca naturalmente uma redução acentuada na mobilidade. Mas este fator também é responsável pelo aumento do número de portadores de carga — proporcional ao número de átomos de impurezas doadoras ou, se for o caso, de impurezas aceitadoras. No GaAs puro, a mobilidade cresce rapidamente com o decréscimo da temperatura a que ele estiver submetido. Como já dissemos, já foram registradas mobilidades de até $10^5 \text{ cm}^2/\text{v}\cdot\text{s}$ a 77°K em cristais de GaAs ainda não totalmente purificados. A obtenção de arsenieto de gálio puro e sem defeitos apresenta consi-

derável dificuldade tecnológica, sendo que o único processo conhecido que produz redes cristalinas perfeitas ou "super-redes" em GaAs é o crescimento epitaxial por feixe molecular (CE-FEM). Para que se tenha idéia de casos típicos, os processos convencionais permitem que se obtenham cristais de arsenieto de gálio de pureza 0,02 partes/milhão, correspondentes a cerca de 10^{15} átomos de impureza por cm^3 . Com relativa facilidade, tanto no germânio como no silício, podem-se obter graus de pureza da ordem 10^{13} átomos por cm^3 , ou seja, duas ordens de grandeza melhores.

Tecnologias de obtenção de monocristais — Tal como no silício, o crescimento de cristais de arsenieto de gá-

lio pode ser feito, a partir de sua fase líquida, utilizando-se o método de Czochralski⁽⁸⁸⁾. Neste processo, partimos de um cadinho contendo a substância fundida a partir da qual será feito o crescimento do monocristal semicondutor. Em seguida, colocamos sobre a superfície líquida um pedacinho do cristal (semente), com uma orientação cristalina adequada, que deverá ser puxado lentamente. Com isso, as moléculas da fase líquida serão depositadas na semente, obedecendo a orientação dos átomos originais; obteremos dessa forma um tarugo monocristalino. Na figura 2, temos um sistema de crescimento de monocristais pelo método Czochralski, que é empregado para o crescimento de monocristais de diferentes tipos de semicondutores, inclusive do silício. No caso do GaAs, este método permite que sejam produzidos cristais com grau de pureza correspondente a $1 \cdot 10^{14}$ elétrons livres por cm^3 e mobilidades típicas de $7\,000 \text{ cm}^2/\text{v}\cdot\text{s}$ ⁽⁸⁹⁻⁹⁰⁾.

Um processo alternativo e complementar ao Czochralski é o método de crescimento de *Bridgmann*, de fusão zonal. Através dele, é possível produzir-se um monocristal de qualidade muito boa, a partir de um suporte móvel e utilizando aquecimento local e esfriamento controlado. Na figura 3 apresentamos um diagrama esquemático de um forno de Bridgmann. Neste processo a parte fundida é deslocada lenta e axialmente em relação ao monocristal do semicondutor já crescido, fazendo com que ele se desenvolva progressivamente até atingir o tamanho desejado. Quando já temos o monocristal produzido através de outro método, sua qualidade e o seu grau de pureza podem ser aprimorados pelo emprego do método de Bridgmann, repassando-o sucessivamente e realizando o recozimento zonal. Com o processo de Bridgmann obtemos cristais de arsenieto de gálio mais puros e com menos defeitos do que no processo anterior, chegando a produzir monocristais com cerca de $4 \cdot 10^{14}$ elétrons livres/ cm^3 e mobilidades típicas da ordem de $8\,000 \text{ cm}^2/\text{v}\cdot\text{s}$.

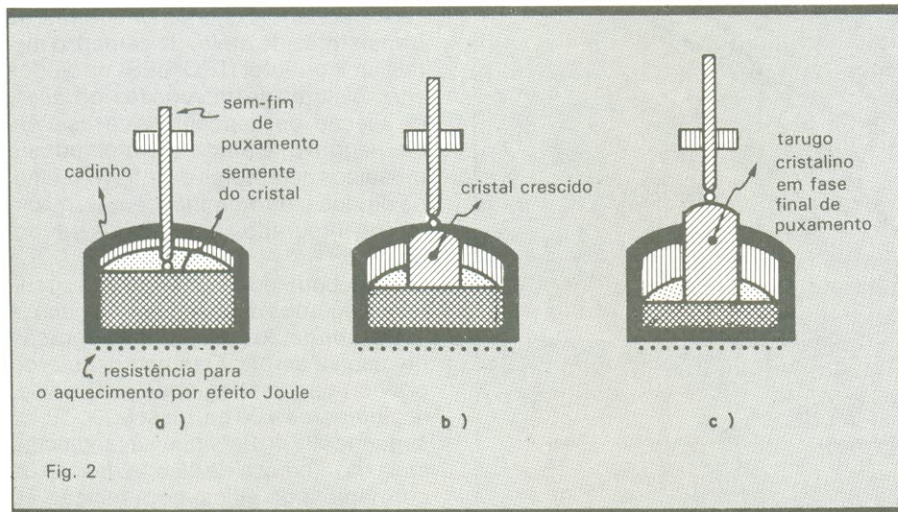


Fig. 2 Câmara de puxamento de cristais Czochralski, mostrando as diferentes fases de crescimento de um monocristal.

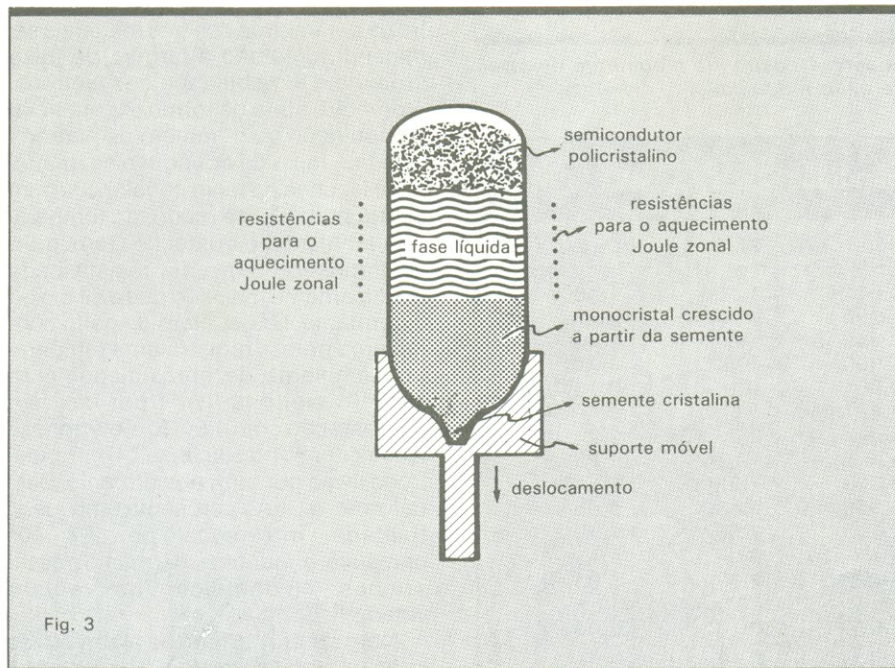


Fig. 3 Câmara de crescimento de monocristais pelo processo de fusão zonal de Bridgmann.

Bibliografia

- 1) *High Speed System Look to GaAs For Low Power LSI* — T. M. Reeder e A. G. Rode — Computer Design, setembro de 1984, págs. 231-242.
- 2) *Comparison of $\text{Hg}_{0.6}\text{Cd}_{0.4}\text{Te}$, LPE Layer Growth From Te^- , Hg^- , and HgTe -Rich Solutions* — J. E. Bowers e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 14-23.
- 3) *RF Triode-Sputtered Mercury — Cadmium Telluride Thin Films* — R. H. Cornely e ou-

- tros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 29-31.
- 4) *Properties of Ion — Implanted Junctions in Mercury — Cadmium Telluride* — A. Kolodny e I. Kidson — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 37-42.
 - 5) *1/f Noise in (Hg, Cd) Te Photodiodes* — S. P. Tobin, S. Iwasa e T. J. Tredwell — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 43-47.
 - 6) *Effect of Trap Tunneling on the Performance of Long-Wavelength $Hg_{1-x}Cd_x$ Te Photodiodes* — J. Y. Wong — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 48-57.
 - 7) *Ion Implantation Doping of $Cd_{0.2}Hg_{0.8}$ Te for Infrared Detector* — H. Ryssel e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 58-61.
 - 8) *Vapor Phase Epitaxially Grown InGaAs Photodiodes* — N. Sura e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 92-98.
 - 9) *The Optical and Detector Properties of the PbS-Si Heterojunction* — A. J. Stechle e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 126-133.
 - 10) *Monolithic HgCdTe Charge Transfer Device Infrared Imaging Array* — R. A. Chapman e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 134-145.
 - 11) *Hybrid IRCCD Imaging Array* — H. Takigawa e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 146-149.
 - 12) *HgCdTe Photoconductive Detector Array* — M. Itoh e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 150-153.
 - 13) *HgCdTe/CdTe Heterostructure Diodes and Mosaics* — C. C. Wang e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, págs. 154-159.
 - 14) *A Fully Monolithic InSb Infrared Imagers* — R. D. Thome e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 160-169.
 - 15) *Technology Development for InSb Infrared Imagers* — C. Y. Wei e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 170-174.
 - 16) *CCD Read Out of Infrared Hybrid Focal-Plane Arrays* — P. Felix e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 175-188.
 - 17) *Design and Fabrication of Large Area Thin Film Transistor Matrix Circuits for Flat-Display Panels* — F. C. Lou e W. A. Hester — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 1, janeiro de 1980, págs. 223-230.
 - 18) *The Role of Nitrogen on the Degradation Behavior in Z, PE and VPE Gap: N Light Emitting Diodes* — H. Albrecht — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 259-263.
 - 19) *High Brightness Gap Green LED's* — T. Nijna e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 264-267.
 - 20) *Temperature Behavior of Bright Luminescence from Z, PE Grown $Ga_{1-x}Al_xP$ Structures* — O. N. Ermakov e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 268-270.
 - 21) *Intense Blue-Emission Band and the Fabrication of Blue — Light Emitting Diodes in I — Doped and Ag Ion — Implanted Cubic ZnS* — T. Yokogawa e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 271-276.

- 22) *Single Crystal Growth of SiC Substrate Material for Blue Light Emitting Diodes* — G. Ziegler e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 277-281.
- 23) *Low Threshold — Voltage ZnSe: Mn Thin Film Electroluminescent Cells Prepared by Molecular — Beam Growth Method* — T. Mishima e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 282-284.
- 24) *Recent Advance in the Performance and Reliability of InGaAsP — LED's for Lightwave Communication Systems (Invited)* — R. H. Saul — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 285-295.
- 25) *Light Intensity Profiles of Surface Emitting InGaAsP LED's: Impact on Coupling to Optical Fibers* — J. A. Borsuk — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 296-303.
- 26) *The Migration of Gold from the P — Contact as a Source of Dark Spot Defects in InP/InGaAsP LED's* — A. K. Chin e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 304-309.
- 27) *Reliability of InGaAsP Light Emitting Diodes at High Current Density* — C. L. Zipfel e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 310-315.
- 28) *Dominance of Auger Recombination in InGaAsP Light Emitting — Diode Current-Power Characteristics* — T. Oji e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 316-320.
- 29) *Positive Feedback Model of Defect Formation in Gradually Degraded GaAlAs Light Emitting Diodes* — K. Kondo e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 321-325.

CADINHOS E ESTANHADORES

Proporciona de 2 000 a 3 000 estanhagens/dia.
Oferecido em dois modelos:
E-109 e E-109 S.



Destinado a soldagem de placas de circuitos impressos, cabos, terminais.
Oferecido em três modelos: E-201, E-210 e E-211.

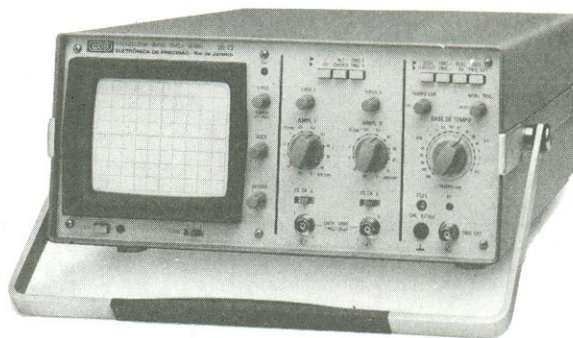


PRODUTOS ELÉTRICOS PALLEY LTDA.

Rua João Serrano, 459 (Bairro do Limão) Fone: 265-5244 — C.P. 30.085 — São Paulo, SP
Representante p/ o RS: Palley Representações Comerciais Ltda., Av. Polônia, 530, s. 203, Porto Alegre

OS-22

Osciloscópio para faixa
de frequências de C.C. a 20 MHz



O OS-22 é um osciloscópio de duplo traço, para uso universal, com resposta em frequência até 20 MHz e sensibilidade máxima de 5 mV/cm. Além das características apresentadas pelo já conhecido OS-20, este novo instrumento traz em si uma linha de retardo, que permite a visualização da medida de pulsos, e uma tela retangular de 8 x 10 cm com retícula interna. Aos recursos citados, somam-se ainda a facilidade adicional do eixo Z, que permite a modulação de intensidade do feixe para aplicações especiais, e uma saída auxiliar desacoplada fornecendo 50 mV por divisão do sinal apresentado na tela. Esta saída possibilita a monitoração desses sinais por outros instrumentos, como por exemplo, freqüencímetros. Necessárias ao desempenho correto de qualquer osciloscópio, a confiabilidade e eficácia do circuito de trigger utilizado, garantem uma operação estável mesmo com sinais de baixa amplitude até 30 MHz. O manuseio do OS-22 é de grande simplicidade, face à identificação imediata de cada controle em seu painel frontal.



ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.
Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

- 30) *Properties of P-N and P-N Heterointerfaces in GaAs- Al_xGa_{1-x} As Heterostructure LED's* — L. S. Yu e C-D Wang — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 326-329.
- 31) *Optical Properties of a 1,3 μ m InGaAs Superluminescent Diode* — N. K. Dutta e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 360-363.
- 32) *InGaAsP Photodiodes (Invited)* — G. T. Stillman e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 40, abril de 1983, págs. 364-380.
- 33) *Large-Area and Visible Response VPE in GaAs Photodiodes* — P. P. Welb e G. H. Olsen — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 395-399.
- 34) *Spatially Resolved Investigations of Micro Plasma Effects in Cd-Diffusion in P Photodiodes* — J. M. Vilela e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 400-403.
- 35) *InGaAs/InP Phototransistor — Based Detector* — S. Sakai e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 404-407.
- 36) *InP:FE:Photoconductors a Photodetectors* — R. B. Hammond e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 412-415.
- 37) *Modulation-Doped GaAs/AlGaAs Heterojunction Field — Effect Transistors (MOS-FET'S), Ultrahigh-Speed Devices for Supercomputers* — P. M. Solomon e H. Morkoc — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 4, abril de 1983, págs. 1 013-1 014.
- 38) *High Efficiency GaInAs/InP Heterojunction IMPATT Diodes* — J. C. De Jaeger e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n° 7, julho de 1983, págs. 790-795.
- 39) *GaAs Integrated Optoelectronics* — N. Bar-Chaim e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 9, setembro de 1982, págs. 1 372-1 381.
- 40) *High-Current InGaAsP — InP Phototransistors and Some Monolithic Optical Devices* — A. Sasaki e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 9, setembro de 1982, págs. 1 382-1 387.
- 41) *A Planar InP/InGaAsP Heterostructure Avalanche Photodiode* — T. Shirai e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 9, setembro de 1982, págs. 1 404-1 407.
- 42) *Low-Temperature Zn — and Cd — Profiles in InP and Formation of Guard Ring in InP Avalanche Photodiodes* — H. Ando e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 9, setembro de 1982, págs. 1 414-1 419.
- 43) *A Monolithic GaInAsP/InP Photovoltaic Power Converter* — W. W. Ng. e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 9, setembro de 1982, págs. 1 449-1 453.
- 44) *Optimized Design and Fabrication of High-Speed and High — Radiance in GaAsP/InP DHLED in the 1- μ m Wavelength Region* — O. Wada e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 9, setembro de 1982, págs. 1 454-1 462.
- 45) *A Solid-State Image Sensor for Image Recording at 2000 Frames per Second* — T. J. Tredwell e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 9, setembro de 1982, págs. 1 469-1 476.
- 46) *Gigabit Logic Operation with Enhancement Mode GaAs MESFET: I. G's* — T. Mizutani e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 2, fevereiro de 1982, págs. 199-204.
- 47) *Metal-(N) AlGaAs-GaAs Two Dimensional Electron Gas FET* — D. Delagebeaudeuf e N. T. Link — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 6, junho de 1982, págs. 955-960.
- 48) *Submicron Gate GaAs/Al_{0.3}Ga_{0.7} MESFET's with Extremely Sharp Interfaces (40 Å)* — H. Morkoc e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 6, junho de 1982, págs. 1 013 — 1 017.
- 49) *Performance of PVH₈ CdTe Arrays 1-14 μ m Applications* — M. Lanire K. J. Riley — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 2, fevereiro de 1982, págs. 274-279.
- 50) *Radiance Saturation in Small — Area GaInAsP/InP and GaAlAs/GaAs LED's* — R. C. Goodfellow e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 365-370.
- 51) *Influence of Mg Doping on Cutoff Frequency and Light Output of inGaAsP/InP Heterojunction LED's* — H. Grothe and W. P. Rochester — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 371-373.
- 52) *An Experimental Study on Improvement of Performance for Hemispherically Shaped High-Power IRED's with Ga_{1-x}Al_xAs Grown Junctions* — K. Kurata e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 374-378.
- 53) *Low-Frequency Response to AlGaAs Double Heterojunction LED's* — O. Hassegawa e N. Yagana — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 385-389.
- 54) *Monolithic GaAlAs/GaAs Infrared to Visible Wavelength Converter With Optical Power Amplification* — H. Beneking e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 404-406.
- 55) *GaSb Schottky Diodes for Infrared Detectors* — Y. Magao e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 407-411.
- 56) *High Brightness GaAlAs Heterojunction Red LED's* — J. Varon e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 416-420.
- 57) *Degradation Induced Formation of Extended Defects in GaP:N LED's* — G. Ferenczi — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 421-424.
- 58) *A New Degradation Phenomenon in Blue Light Emitting Silicon Carbide Diodes* — G. Ziegler e D. Theis — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 425-427.
- 59) *Blue Electroluminescence in Forward — Based ZnS Diodes* — X. W. Fan e J. Woods — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 428-433.
- 60) *Electroluminescence by Impact Excitation in ZnSiMn and — ZnSi: Mn Schottky Diodes* — N. T. Gordon — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 434-435.
- 61) *Photoluminescence of ZnS, Se_{1-x} Epilayers and Single Crystals* — A. Heime e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 436-439.
- 62) *Spectroscopic Studies of ZnSe Grown by Liquid Phase Epitaxy* — B. J. Fitzpatrick e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 440-443.
- 63) *Time-Resolved Pulsed DC Electroluminescence Studies in ZnS: Mn, Cu — Power Phosphors* — M. S. Skolnick e P. J. Dean — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n° 4, abril de 1981, págs. 444-448.
- 64) *A Two-Dimensional Simulation of a Cooled, Submicrometer Indium Arsenide Schottky — Gate FET* — R. K. Reich e D. K. Ferry — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 062-1 065.
- 65) *The Use of GaAs — (GaAl) As Heterostructures for FET Devices* — D. Boccon-Gibod e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 141-1 146.
- 66) *Gallium Arsenide Begins to Keep Some Promises* — S. E. Scrupski, Electronics, novembro de 1967, págs. 106-107.
- 67) *Solid State Devices — The Traditional Bipolar vs MOS Battlelines are Blurring* — E. A. Torreno — IEEE Spectrum, vol. 14, n° 1, janeiro de 1974, págs. 48-53.
- 68) *A DC-12 GHz Monolithic GaAs FET Distributed Amplifier* — E. W. W. Strid and K. R. Gleason — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 065-1 071.
- 69) *A Monolithic GaAs 1-13-GHz Travelerig — Wave Amplifier* — Y. Ayashi e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 072-1 077.
- 70) *Monolithic Dual — Gate GaAs FET Digital Phase Shifter* — J. L. Vorhaus e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 078-1 087.
- 71) *New Technology Towards GaAs LSI/VLSI for Computer Applications* — M. Abe e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 088-1 093.
- 72) *A GaAs MSI Word Generator Operating at Gbits/s Data Rate* — C. A. Liechti e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 094-1 102.
- 73) *Saturated Resistor Loads for GaAs Integrated Circuits* — C. P. Lee e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 103-1 109.
- 74) *High-Speed GaAs Static Random — Access Memory* — G. Bert e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 110-1 115.
- 75) *High-Speed GaAs SDFL Divider Circuit* — E. R. Walton Jr. e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 116-1 122.
- 76) *Ultra Broad Band GaAs Monolithic Amplifier* — K. Honjo e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 123-1 129.
- 77) *Estimation of GaAs Static RAM Performance* — M. Ino e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 130-1 135.
- 78) *The Effect of Backgating on the Design and Performance of GaAs Digital Integrated Circuits* — M. S. Birrittilla e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 135-1 142.
- 79) *GaAs 1K bit Static RAM with Self-Aligned FET Technology* — K. Asai e outros — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-19, n° 2, abril de 1984, págs. 260-262.
- 80) *Delay Time and Signal Propagation in Large-Scale Integrated Circuits* — R. O. Grondim e outros — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-19, n° 2, abril de 1984, págs. 262-263.
- 81) *A High Speed GaAs 8 Bit Multiplexer Using Capacitor — Coupled Logic* — D. A. Welbourn e outros — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-18, n° 3, junho de 1983, págs. 359-364.
- 82) *A GaAs Low-Power Normally-On 4 Bit Ripple Carry Adder* — E. H. Perea e outros — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-18, n° 3, junho de 1983, págs. 365-369.
- 83) *GaAs Digital Dynamic IC's for Applications up to 10 GHz* — M. Rocchie B. Gabillard — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-18, n° 3, junho de 1983, págs. 369-376.
- 84) *A 12-18 GHz Medium — Power GaAs MESFET Amplifier* — K. B. Niclas e outros — IEEE Journal of Solid Circuits, vol. SC-13, n° 4, agosto 1978, págs. 520-527.
- 85) *Some Special Features Make the Difference* — D. Rethman, Electronics, novembro de 1967, págs. 108-109.
- 86) *Dispositivos Eletrônicos — Física e Modelamento* — J. A. Zuffo, 2ª ed., 1978 — Ed. McGraw-Hill do Brasil, págs. 13-22.
- 87) *Compêndio de Microeletrônica — Livro 1: Processos e Tecnologias* — J. A. Zuffo — Ed. Guanabara Dois, 1984, págs. 84-93.
- 88) Op. Cit. em 86, págs. 233-238.

A alternativa da transcodificação

Pela primeira vez descrito em livro, o transcodificador adapta aparelhos de videocassete, microcomputadores e videojogos NTSC a monitores PAL-M

Transcodificador de croma NTSC/PAL-M

David Marco Risnik
Ristron Editora
90 páginas
1.^a edição — 1986

A compatibilidade entre os aparelhos importados de videocassete e as TVs brasileiras sempre foi um problema para os videófilos, que são obrigados a recorrer a oficinas especializadas para fazer as necessárias adaptações de circuito. Salvo, porém, se utilizarem um transcodificador, que permite realizar externamente a fatídica conciliação NTSC/PAL-M, sem que seja preciso alterar o equipamento original. É o que propõe este livro de David Risnik — um engenheiro formado pela FEI, que se especializou em vídeo e assina uma coluna mensal de consultoria em TV na *Nova Eletrônica*.

Pode-se dizer que é uma iniciativa inédita no Brasil, pois até agora o princípio de operação e o circuito desses dispositivos eram um segredo muito bem guardado pelas oficinas especializadas. Risnik reuniu todas essas informações em seu livro, oferecendo a todos os usuários de videocassetes, micros e videojogos importados a oportu-

nidade de montar o próprio transcodificador — que só precisa ser intercalado entre o equipamento e o monitor de vídeo, sem quaisquer alterações.

Em sete capítulos, ele fornece a teoria e a prática da transcodificação, começando por uma breve introdução, onde são explicados rapidamente os padrões e sistemas de TV, as diferenças básicas entre os sistemas americano e brasileiro de televisão em cores e os processos de adaptação entre equipamentos incompatíveis. Os outros três quartos do livro são eminentemente práticos, descrevendo a operação e a confecção de um circuito transcodificador, utilizando componentes do mercado nacional — entre eles, o integrado LM1889, um codificador PAL completo que faz quase tudo sozinho e já foi abordado pelo autor em uma de suas seções de consulta pela revista.

A descrição do transcodificador está acima de críticas: além do esquema completo, com todos os valores, são fornecidos os estágios separadamente, com suas formas de onda, e dissecados em profundidade. Excelente ocasião para quem quer realmente saber como funciona o aparelho que vai montar. Ou, então, para quem deseja simplesmente conhecer melhor os

meandros dos sistemas NTSC e PAL-M.

A parte de montagem, porém, deixa um pouco a desejar, pois traz apenas a relação de componentes e as informações sobre a confecção das bobinas utilizadas, excluindo o necessário projeto de uma placa de circuito impresso e detalhes mais profundos sobre a implementação do circuito. Assim, em princípio, essa falha permite que apenas os montadores mais experientes, com desenvoltura no projeto de circuitos impressos, possam desincombar-se da montagem.

Em contrapartida, o autor parece querer compensar essa deficiência oferecendo, a partir de um cupom-resposta incluído na última página do livro, a placa de circuito impresso ou o próprio kit, já prontos, do aparelho, o que não deixa de ser uma grande vantagem para aqueles com pouca experiência em montagens mais complexas, e uma vantagem relativa para quem, mesmo tendo a prática, não quer se dar ao trabalho de confeccionar a placa e adquirir os componentes em romarias pela Santa Ifigênia.

Numa visão de conjunto, em suma, o livro é um excelente manual de operação, esquemas e ajustes do transcodificador sugerido.

Conheça os operacionais pela prática

Neste artigo, como utilizar os amplificadores operacionais para implementar circuitos retificadores de meia onda e onda completa

A maior limitação dos diodos de silício reside no fato de não retificarem tensões menores que o valor apresentado pela sua barreira de potencial. No gráfico da tensão de saída da figura 1 podemos observar que o diodo somente passa a conduzir quando a tensão de entrada (E_i) ultrapassa a diferença de potencial da barreira. Comparativamente, na figura 2 observamos o comportamento do diodo "ideal", o qual oferece tensão de saída para qualquer valor positivo da tensão de entrada E_i (gráfico tensão de saída), pois neste

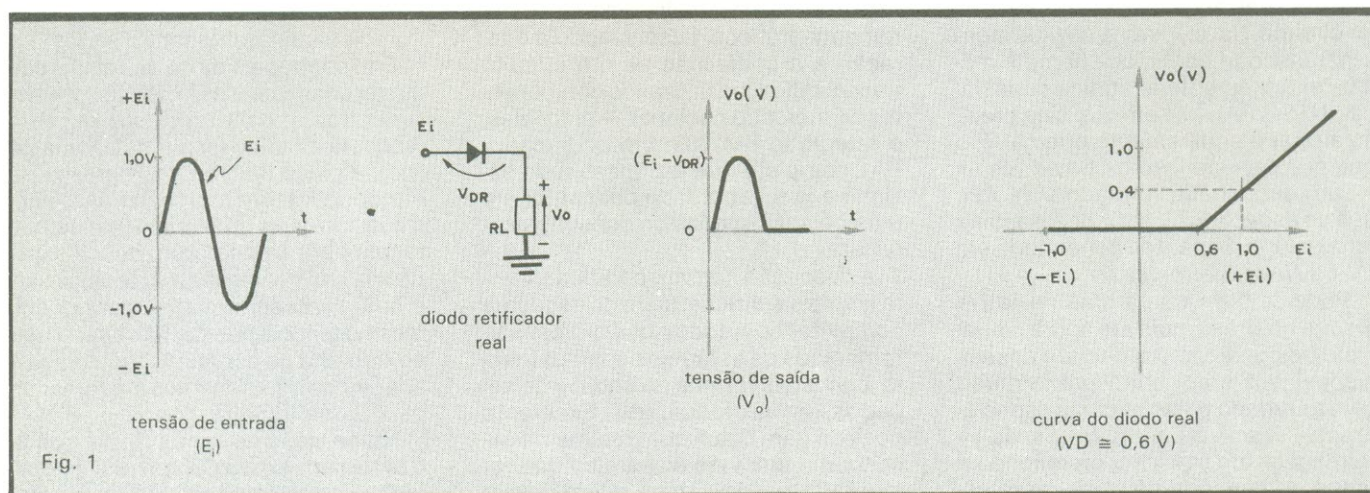
dispositivo hipotético a barreira de potencial apresenta valor nulo.

Nas figuras 1 e 2 também temos ilustradas as curvas de transferência respectivas. Nota-se que nesses gráficos não estamos considerando a região não linear de atuação do diodo real.

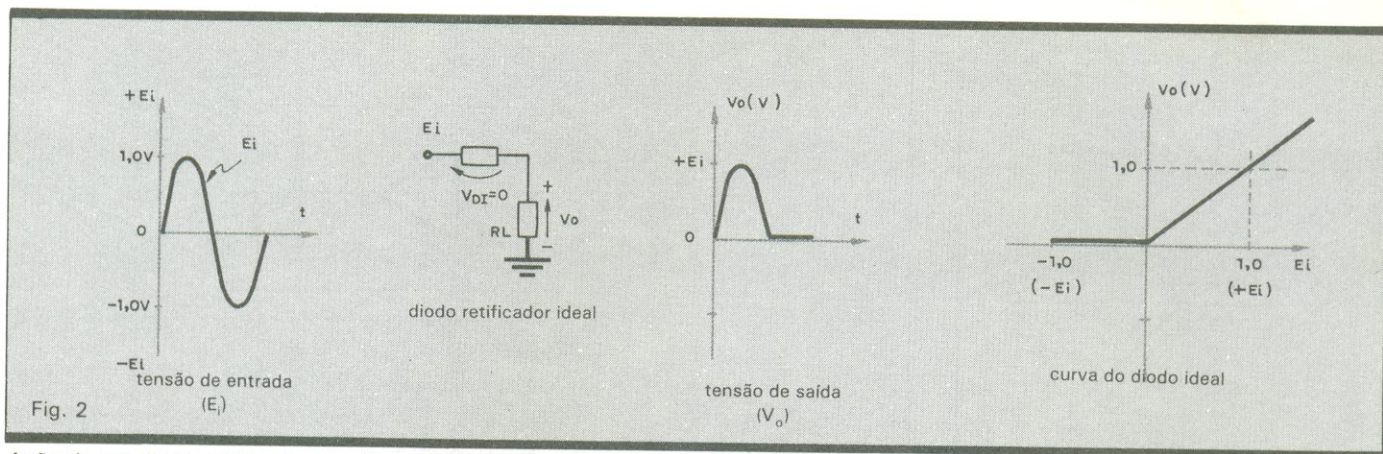
Como se sabe, não é possível adquirir um diodo "ideal" na loja de componentes mais próxima, para retificação de sinais alternados da ordem de milivolts. Porém, a partir de amplificadores operacionais, podemos implementar circuitos que realizam tal função — que também exibem a possibilidade

adicional de amplificar ou atenuar a magnitude do sinal de entrada, dependendo do valor dos componentes do elo de realimentação.

Os circuitos retificadores com operacionais são classificados em dois grandes grupos: os retificadores lineares de meia-onda (circuitos RLMO), onde a tensão de saída depende da magnitude e da polaridade do sinal de entrada; e os retificadores de onda completa de precisão (circuitos ROCP), cuja tensão de saída é proporcional ao módulo da tensão aplicada em sua entrada. Os circuitos RLMO e ROCP podem



Ação de um diodo retificador de silício real.



Ação de um diodo retificador de silício ideal.

ser utilizados nas mais diversas aplicações, incluindo: detectores de envoltória, detectores de faixa, circuitos grameadores de precisão, moduladores de sinal (*wave shapers*), circuitos de captura e retenção (*sample-and-hold*), seletores de polaridade, conversores CA/CC e dobradores.

Circuitos RLMO — O circuito retificador linear de meia-onda pode ser implementado através da adição de dois diodos de sinal ao circuito amplificador inversor básico, já estudado anteriormente, e simula o funcionamento do diodo ideal da figura 2.

Quando a entrada E_i (veja fig. 3a) é

positiva em relação ao ponto de terra comum, o diodo D1 entra em condução, forçando a saída V_{OA} a assumir o inverso da tensão presente neste componente ($V_{OA} = -V_{D1}$), o que leva D2 ao estado de corte. Assim, para tensões positivas ($+E_i$) aplicadas na entrada do circuito, a saída V_o será igual a zero, por ação direta da corrente I através do diodo D1. Entretanto, para tensões negativas ($-E_i$) aplicadas na entrada do circuito (veja fig. 3b), D2 entra em condução e D1 em corte, fazendo com que o circuito se comporte como um amplificador inversor.

Com isso, teremos para as variações de E_i compreendidas entre $-E_{imáx} \leq$

$\leq E_i < \text{zero}$ as seguintes expressões:

$$I = \frac{E_i}{R_i} \quad (I)$$

$$AV = \frac{-R_F}{R_i} \quad (II)$$

Para variações da tensão de entrada de zero até $+E_{imáx}$ não será válida a equação (II), pois a saída do circuito V_o será igual a zero.

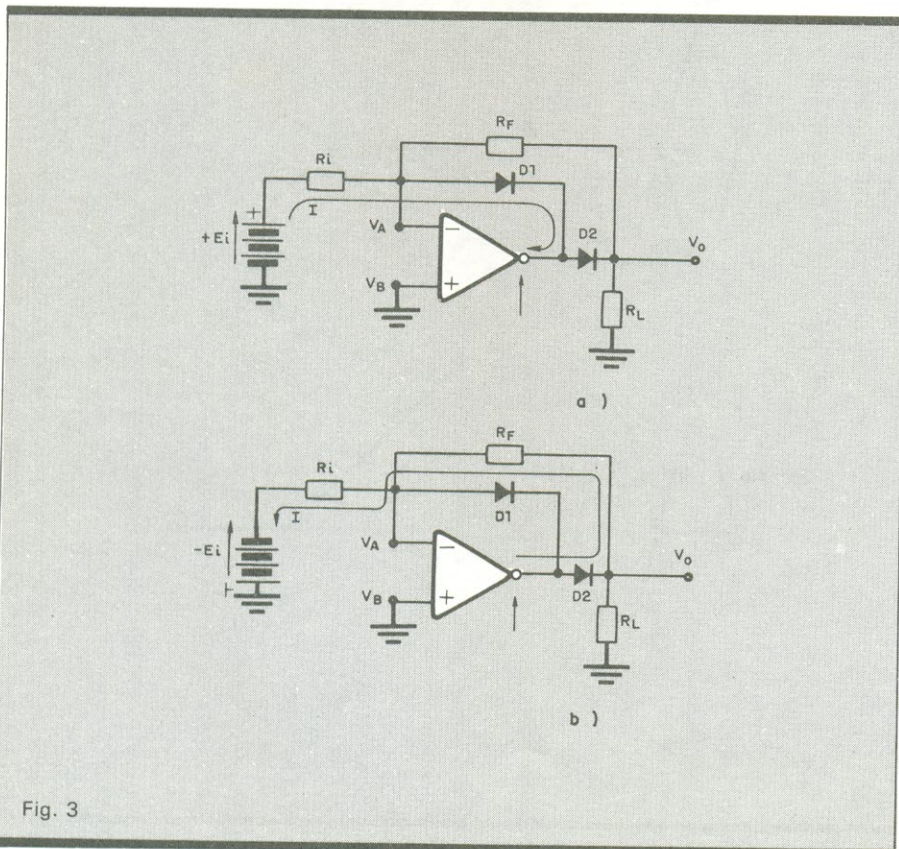


Fig. 3

Circuito retificador linear de meia-onda com entrada positiva (a) e com entrada negativa (b).

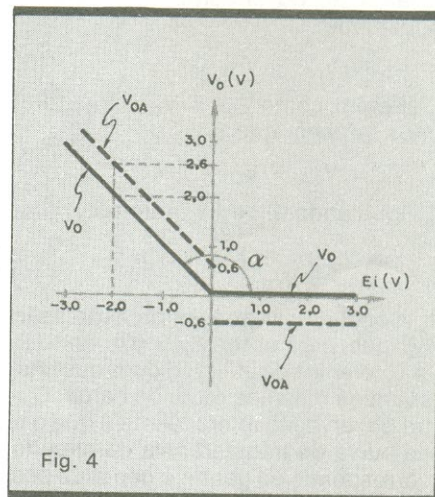


Fig. 4

Curva de transferência do circuito retificador linear de meia-onda.

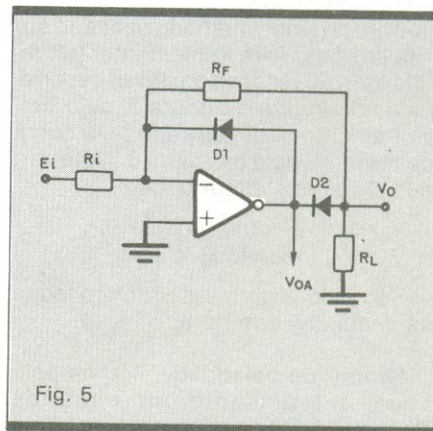


Fig. 5

Circuito retificador de tensões positivas.

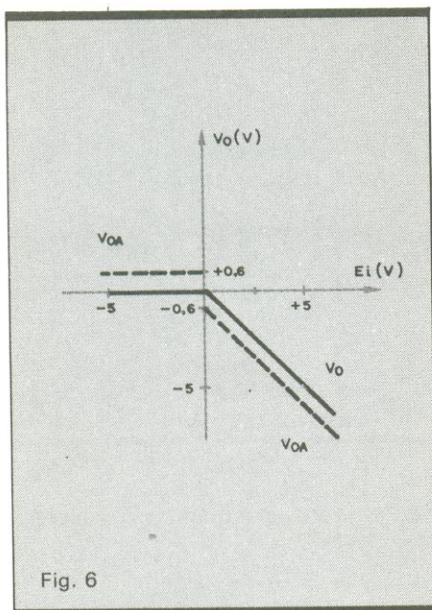


Fig. 6
Curva de transferência para o circuito da figura 5.

A operação do circuito pode ser vista no gráfico da figura 4, que ilustra a curva de transferência do mesmo. Neste gráfico, podemos observar que toda a atuação do circuito se baseia na igualdade:

$$V_O = V_{OA} - V_{D2} \quad (III)$$

Porém, como $V_{OA} = V_O + V_{D1}$, teremos também que:

$$V_O = V_{OA} - V_{D1} \quad (IV)$$

Igualando (III) e (IV), teremos:

$$V_{OA} - V_{D2} = V_{OA} - V_{D1} \rightarrow V_{D1} = V_{D2} \quad (V)$$

Concluimos, através da expressão (V), que, para obter $V_O = 0$ quando $E_i \geq 0$, teremos de utilizar diodos que possuam as mesmas retas de carga. Outra observação interessante é que o α da curva de transferência do circuito corresponde ao ganho e depende dos valores dos resistores R_i e R_F . Por último, podemos ressaltar que o circuito opera no segundo quadrante do gráfico, retificando apenas as tensões negativas do sinal alternado aplicado em sua entrada. Para implementar um retificador, de tensões positivas, recorremos ao circuito da figura 5, cujo funcionamento está ilustrado pela curva de transferência da figura 6. Note, em relação a este circuito, que:

$$\begin{aligned} V_O &= -E_i \text{ (quando } E_i > 0) \\ V_O &= 0 \text{ (quando } E_i \leq 0) \end{aligned}$$

São válidas para esse circuito todas as deduções anteriores.

Seletor de polaridade — Uma aplicação interessante dos circuitos RLMO pode ser vista nas figuras 7a e 7b, que ilustram o funcionamento de

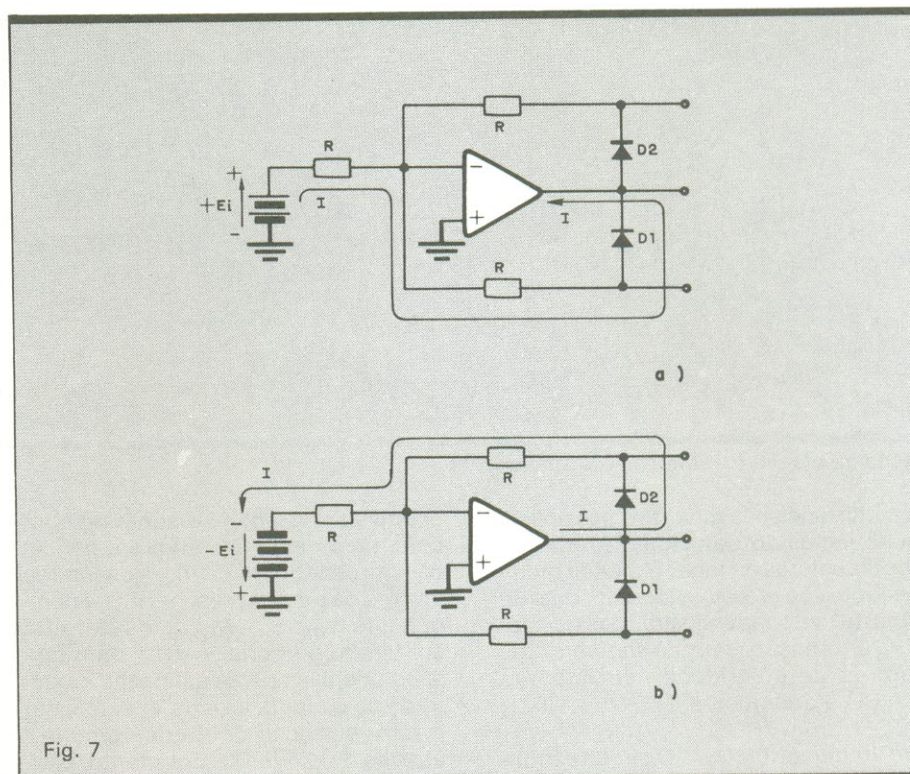


Fig. 7

Circuito seletor de polaridade a partir do RLMO, com entrada positiva (a) e entrada negativa (b).

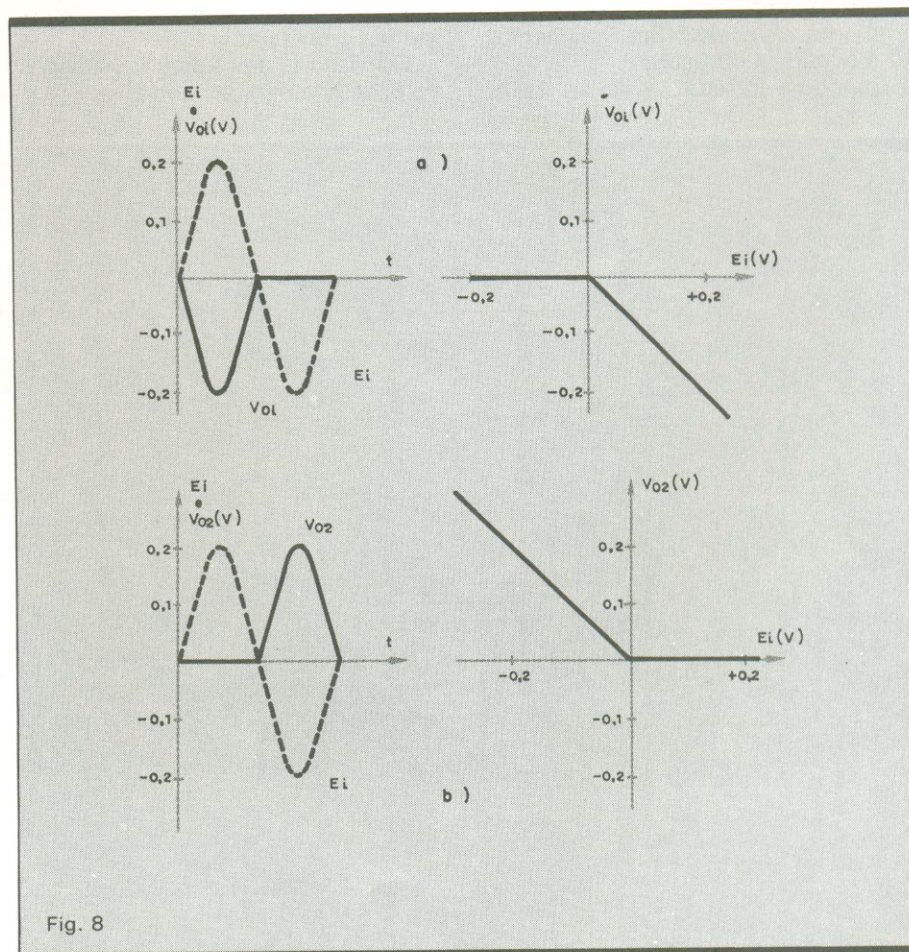


Fig. 8

Funcionamento do circuito da figura 7 com entradas senoidais e respectivas curvas de transferências.

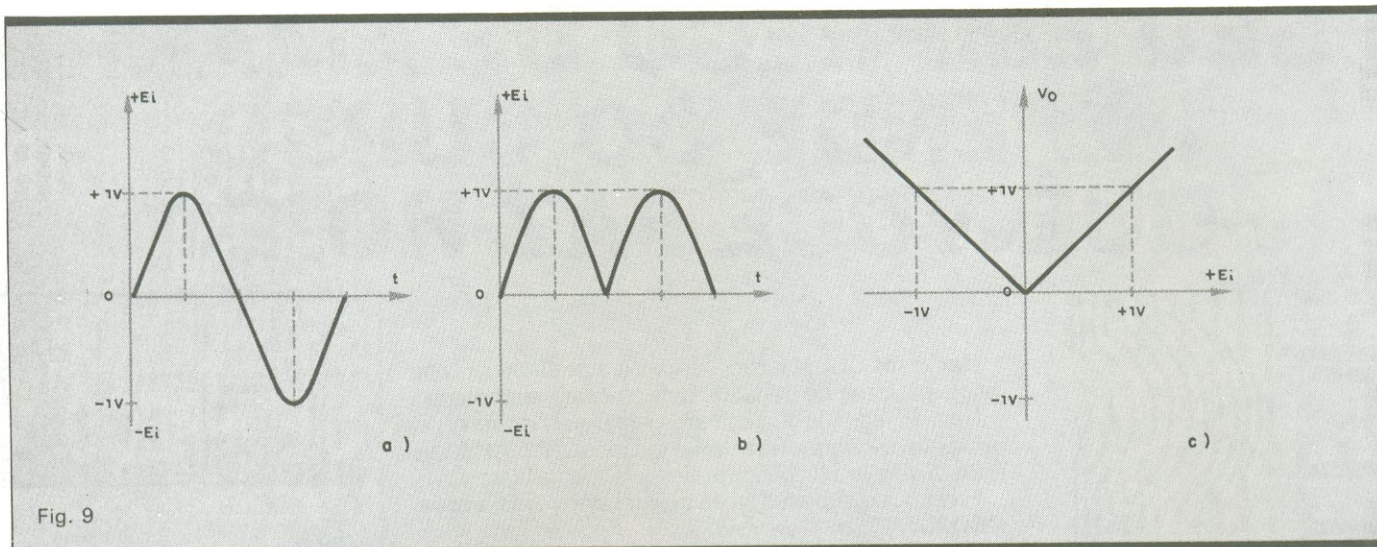


Fig. 9

Entrada senoidal (a), saída do circuito ROCP (b) e respectiva curva de transferência (c).

um seletor de polaridade. Quando E_i for positivo (fig. 7a), teremos D1 em condução e D2 no corte, e assim $V_{o1} = -E_i$. Quando E_i for negativo (fig. 7b), teremos D1 cortado e D2 em condução, e, portanto, $V_{o2} = +E_i$.

Podemos observar que, quando V_{o1} estiver ativo ($V_{o1} = -E_i$), V_{o2} será igual a zero e vice-versa. Note também que as afirmações são válidas desde que:

$$V_{D1} = V_{D2} \text{ e } R_A = R_B = R$$

As figuras 8a e 8b mostram o funcionamento dos circuitos para tensão se-

noidal aplicada na entrada, anexando os gráficos da curva de transferência para cada saída.

Circuitos ROCP — Os retificadores de onda completa de precisão simulam o funcionamento da ponte retificadora ideal. Conforme é do conhecimento de todos, ao ser aplicada uma tensão senoidal (fig. 9a) na entrada de uma ponte ideal, teremos em sua saída uma tensão contínua pulsante, como ilustra a figura 9b.

Podemos observar nesse gráfico que não existe barreira de potencial

nos diodos que compõem a ponte e, assim, a amplitude máxima do sinal pulsante é o valor de pico aplicado na entrada. Estes valores serão iguais, logo a ponte ideal (e os circuitos ROCP) apresenta a curva de transferência da figura 9c.

Vamos apresentar agora dois circuitos ROCP. O primeiro, desenhado nas figuras 10a e 10b, possui baixa impedância de entrada (igual ao valor de R); seu funcionamento será descrito matematicamente. O segundo, ilustrado pelas figuras 11a e 11b, é similar ao primeiro, apresentando, porém, a vantagem de possuir alta impedância de entrada (igual ao valor da impedância de entrada do operacional utilizado). Seu funcionamento não será equacionado, ficando este encargo para o leitor, uma vez que colocamos o sentido do percurso das correntes em jogo, além do valor da tensão em alguns pontos do circuito. Vamos, então, provar matematicamente que os circuitos mostrados nas figuras 10a e 10b apresentam em suas saídas o valor absoluto da tensão de entrada E_i .

Antes de iniciarmos a análise devemos ter em mente que o circuito somente funcionará como ROCP de ganho unitário se: $R = R_A = R_B = R_C = R_D$. Também não podemos esquecer que $V_A = V_B$ e $V_X = V_Y$.

1.º caso — $E_i > 0$ (fig. 10a)

$$\frac{E_i - V_A}{11} = R \quad (VI)$$

$$\frac{V_A - (V_{oA} + V_{DP})}{11} = R_A \quad (VII)$$

Fazendo (VI) = (VII), teremos:

$$\frac{E_i - V_A}{11} = V_A - \frac{(V_{oA} + V_{DP})}{11} \quad (VIII)$$

Como $V_B = 0$ e $V_A = V_B$:

$$E_i = -V_{oA} - V_{DP} \quad (VIII)$$

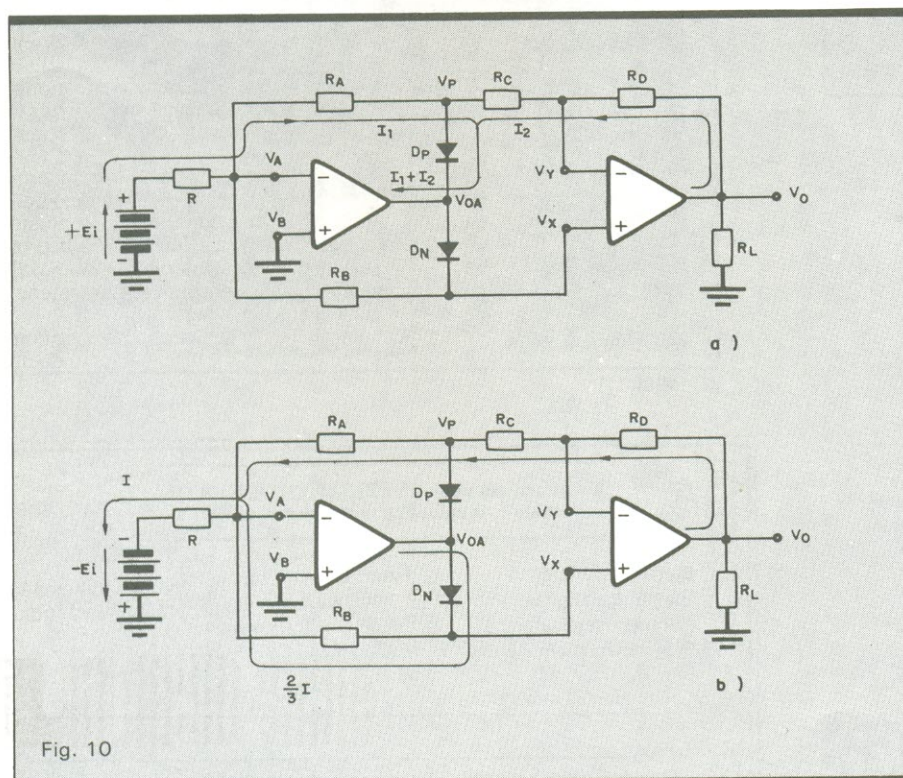


Fig. 10

Circuito retificador de onda completa de precisão com baixa impedância de entrada e E_i positiva (a) e E_i negativa (b).

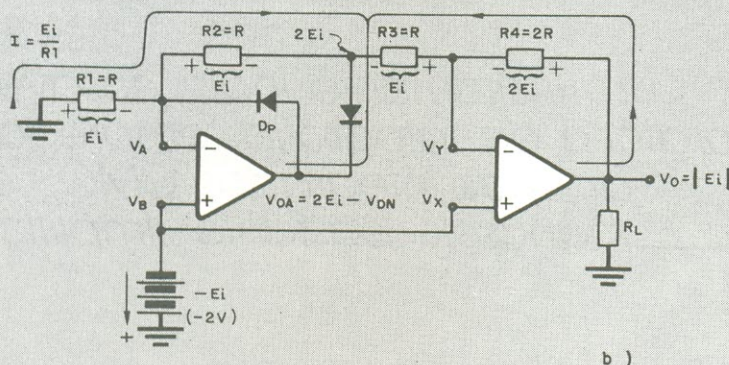
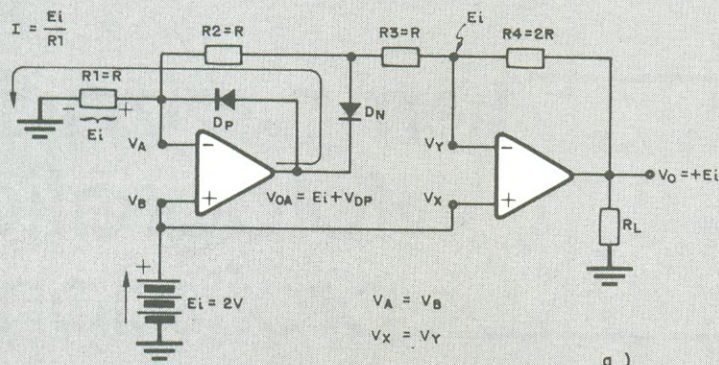


Fig. 11

Circuito ROCP com alta impedância de entrada.

Do circuito da figura 10a temos:

$$V_P = V_{DP} + V_{OA}$$

$$\text{ou } V_{OA} = V_P - V_{DP}$$

Da equação (VIII), obtemos:

$$V_{OA} = -E_i - V_{DP}$$

Igualando (X) com (IX):

$$-E_i - V_{DP} = V_N - V_{DP}$$

$$V_N = -E_i$$

Como $V_A = V_Y = 0$ (pois D_N está cortado), teremos:

$$\frac{V_N - V_Y}{I_2} = \frac{V_Y - V_{OA}}{I_2} \rightarrow$$

$$\rightarrow -V_O = V_N$$

Assim, igualando (XI) com (XII), teremos:

$$-V_O = -E_i$$

$$V_O = +E_i$$

c.q.d.

2º caso — $E_i < 0$ (fig. 10b)

$$I = \frac{E_i}{R} \rightarrow E_i = R \cdot I$$

(XIII)

Do circuito, teremos:

$$V_X = \frac{2}{3} I \cdot R \rightarrow V_X = \frac{2}{3} E_i$$

$$\text{Como } V_Y = V_X \rightarrow V_Y = \frac{2}{3} E_i.$$

Assim:

$$\frac{\frac{2}{3} E_i - V_O}{R} = \frac{1}{3} I \rightarrow \frac{2}{3} E_i - V_O =$$

$$= \frac{1}{3} I \cdot R \rightarrow \frac{-2}{3} E_i + V_O =$$

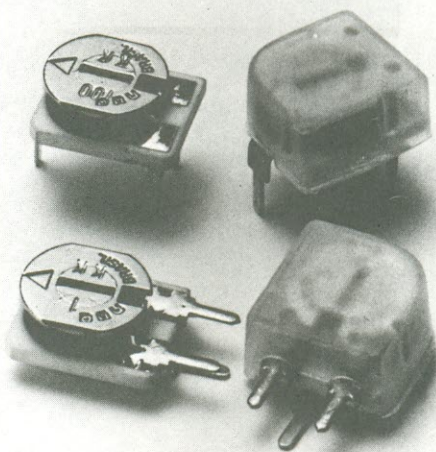
$$= \frac{1}{3} E_i \rightarrow V_O = \frac{1}{3} E_i + \frac{2}{3} E_i \rightarrow$$

$$\rightarrow V_O = +E_i$$

c.q.d.

Observação: Note que para os dois casos obtivemos V_O igual a E_i positivo, não importando a polaridade de E_i . Desse modo fica comprovado que a saída V_O do circuito apresenta o módulo da tensão de entrada.

CHEGOU O 1º POTENCIÔMETRO QUE TEM ESTABILIDADE NO EMPREGO.



Os potenciômetros de cermet Dau já trabalham na indústria da informática na produção de mini, micro e grandes computadores.

Agora, são exigidos como componentes importantes na eletromedicina e nas telecomunicações, por todas as suas qualidades.

Conferem perfeita estabilidade térmica aos equipamentos, têm alto índice de miniaturização e confiabilidade, ajuste em ambos os lados, função linear, proteção antirotação, substrato de alumina, pista metálica semicondutora e resistência a processos de lavagem.

Potenciômetros Dau. Os únicos com estabilidade e emprego em mais de uma indústria.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Coefficiente de temperatura - ± 120 PPM/°C

Dissipação - 0,5W a 70°C

Durabilidade - 1.000 horas a 70°C $\leq 1\%$

Valor residual - 0,1%

Gama de valores - 100Ω a 2M2Ω

Peça catálogos e maiores informações à Dau. Você será prontamente atendido.

DAU

Dau do Brasil Componentes Eletrônicos Ltda.
VENDAS
Rua João de Souza Dias 972 04607
São Paulo SP
Tel (011) 542 3499 Telex (011) 24634

NE

Características

- Cobre de 0,1 a 999 segundos
- Display de 3 dígitos com contagem regressiva
- Totalmente operado por botões de pressão
- Dosagem de brilho do display
- Controles de pausa, partida e reset

Temporizador fotográfico profissional



Um instrumento indispensável ao laboratório de fotografia, empregando apenas integrados CMOS e de manuseio bastante simplificado

Para quem leva fotografia a sério, seja por *hobby* ou trabalho, e revela as próprias fotos, é essencial dispor de um temporizador preciso e descomplicado, que não dê trabalho no laboratório e ofereça alguns recursos adicionais. Este projeto oferece todas essas vantagens, além de ser totalmente digital e contar com um mostrador de tempos pré-selecionados.

A pré-seleção de tempo é feita através de três botões de pressão, que substituem as dispendiosas chaves tipo *thumbwheel*. Com esses três controles, pode-se comandar o ampliador para qualquer período entre 1/10 de segundo e 999 segundos, com a precisão da frequência da rede. Outros dois botões de pressão dão a partida e o *reset* da contagem, enquanto uma chave rotativa determina a pré-seleção e duas bases de tempo: 10 Hz, para os décimos de segundo, e 1 Hz, para os segundos. Tanto o tempo pré-selecionado quanto a contagem regressiva são visualizados através de um *display* de 3 dígitos.

Uma vez ativado pelo botão de partida, o temporizador aciona a carga (nesse caso, a lâmpada do ampliador), que permanece nesse estado até o final da contagem; nesse instante, a carga é desativada e seu estado é sinali-

zado por um LED. Ao fim de cada ciclo, o aparelho retorna automaticamente ao valor previamente selecionado — um recurso de grande utilidade no caso de ampliações em série, sempre com o mesmo tempo de exposição.

Operação — O esquema completo do temporizador pode ser visto na figura 1, dividido em duas partes. Na primeira está toda a etapa de temporização e controle, ao passo que a segunda contém os circuitos do visor (contadores decimais e bidirecionais, decodificadores e *displays*). Ao todo, são 13 circuitos integrados da família CMOS, 3 visores de sete segmentos, 4 transistores e um punhado de componentes discretos — que, como veremos na segunda parte, serão todos alojados em uma única placa de circuito impresso dupla face, incluindo os *displays* e o relé.

O sinal de *clock* para o circuito é obtido diretamente da rede, a partir do secundário do transformador usado na fonte de alimentação. Esse sinal é aplicado diretamente a um dos elementos de CI11, que é uma porta NE com disparador Schmitt. O *clock* deixa essa porta devidamente “quadrada” e é dividido por 6 no integrado CI12 — que não passa de um contador decimal (tipo 4017) com a saída n.º 6 ligada ao re-

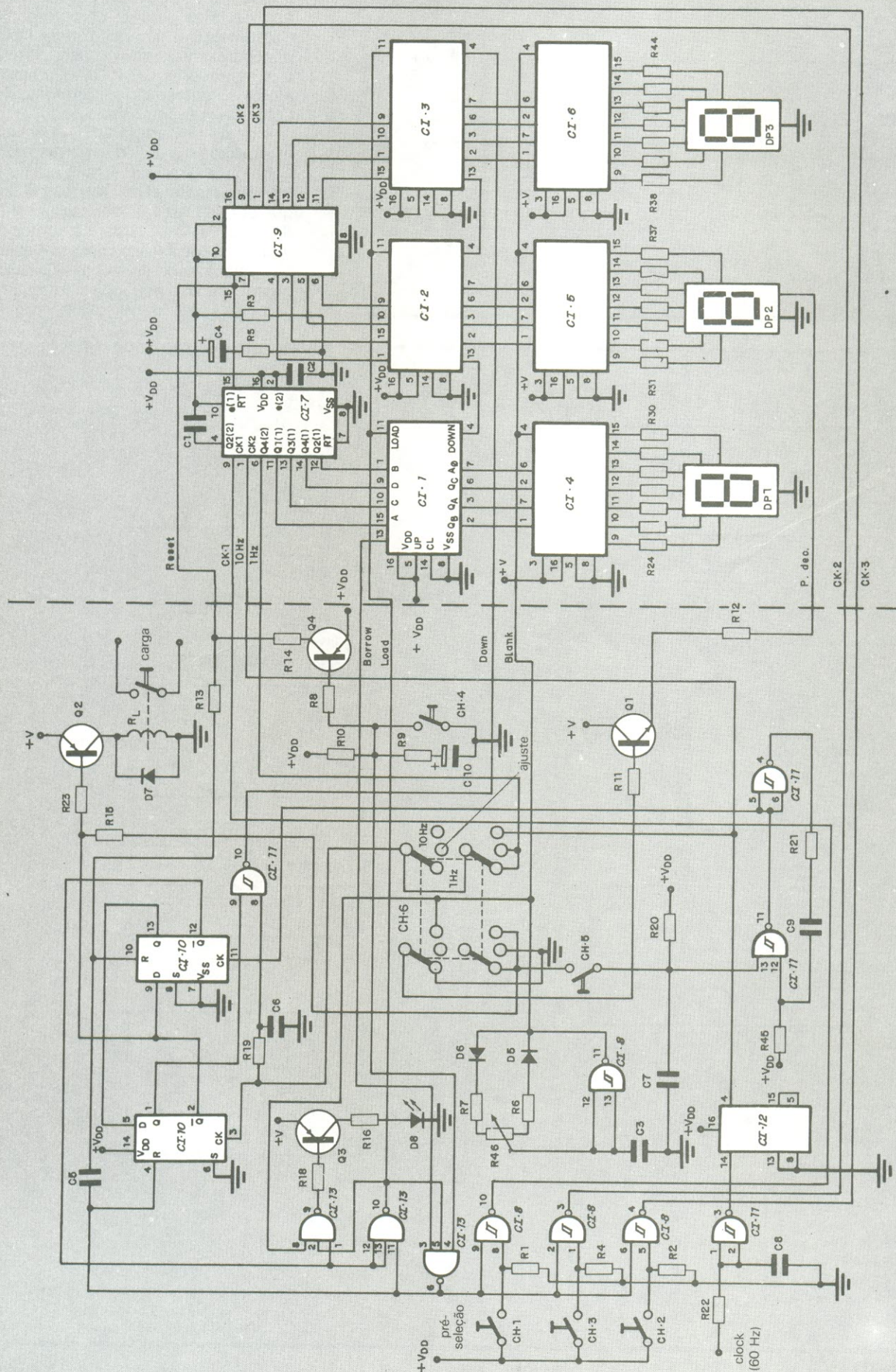
set, produzindo um sinal fixo e preciso de 10 Hz.

Deixando CI12, o sinal toma dois caminhos: um deles o leva para a chave CH6, enquanto o outro vai dar no pino 1 de CI7 (que é a entrada de *clock* de um dos contadores desse CI). O ponto de 10 Hz em CH6 é usado como *clock* de um dos biestáveis de CI10 (pino 3). Por outro lado, como CI7 contém um par de contadores BCD, em seu pino 6 obtém-se uma frequência de 1 Hz, que é levada a uma outra posição da chave CH6. Desse modo, de acordo com a posição da chave, teremos uma contagem entre 0 e 99,9 s (10 Hz), com indicação de décimos de segundo, ou entre 0 e 999 s (1 Hz). Observe, inclusive, que na posição de 10 Hz foi previsto o acendimento do ponto decimal correspondente ao segundo dígito, através do transistor Q1.

A terceira e última posição da chave é a de ajuste ou pré-seleção de tempo — através da qual se dá condição de polarização a Q2, mantendo acesa a lâmpada do ampliador, já que o relé permanece acionado. Essa posição “neutra” de CH6 permite que sejam feitos os necessários ajustes no aparelho, antes de iniciar a exposição.

O período de tempo desejado é escohido acionando-se simplesmente as chaves CH1, CH2 e CH3, de contato

Fig. 1



Temporização e controle

Circuitos do visor

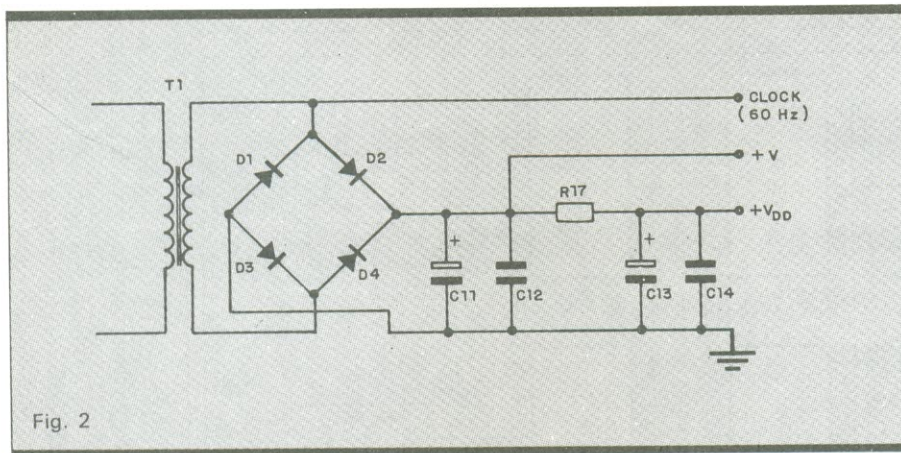


Fig. 2

momentâneo, do tipo normalmente abertas. Elas, através das portas NE Schmitt de CI8, geram um *clock* individual para cada dígito do visor, através dos contadores CI7 e CI9. Durante o ajuste, os valores vão sendo mostrados continuamente no *display*.

A chave de partida (CH5) aplica um nível lógico 0 a uma das portas NE de CI11 (pino 13), dando assim um pulso ao outro biestável de CI10 (pino 11) — que por sua vez vai habilitar os contadores CI1, CI2 e CI3 para a contagem regressiva, de acordo com a “velocidade” selecionada pela chave CH6. Enquanto durar o período de temporização, o relé permanecerá excitado, man-

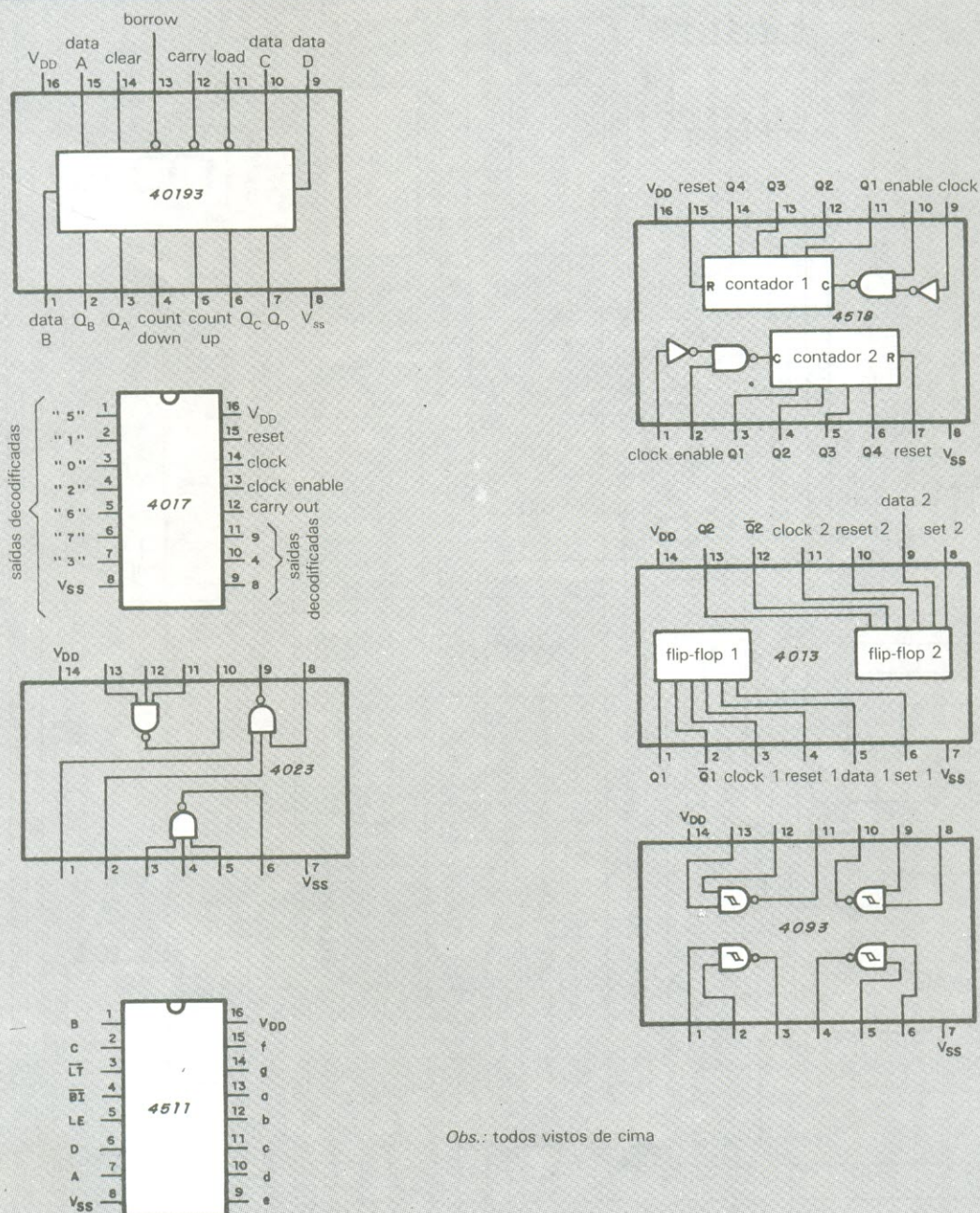


Fig. 3

tendo acesa a lâmpada do ampliador.

Essa chave CH5 oferece um outro recurso ao aparelho: interromper a contagem a qualquer momento, desacionando o relé e exibindo o valor em que o processo foi interrompido. Um novo acionamento dessa mesma chave, após a interrupção, tem o efeito de fazer o aparelho retomar a contagem, como se nada houvesse ocorrido. Essa pausa poderá ser efetuada várias vezes ao longo do período pré-selecionado, sem problemas — um recurso que se tornou possível graças à lógica montada com os biestáveis e as portas de CI13.

Ao término da contagem e desativação do relé, o visor volta a apresentar automaticamente o período pré-selecionado, que foi devidamente memorizado pelo decodificadores CI4, CI5 e CI6. A chave CH4, que ficou por último, provoca um *reset* geral no circuito, zerando os contadores e pondo os biestáveis em sua condição inicial.

Por fim, a intensidade luminosa dos *displays* pode ser controlada por inter-

médio do trimpot R46, que altera a largura dos pulsos produzidos por um oscilador específico. Esse oscilador é formado por uma das portas de CI8, cuja saída (pino 11) está ligada à linha de apagamento (*blank*) dos decodificadores do visor.

Na figura 2 podemos ver a fonte adequada para esse aparelho, com suas três saídas: *clock*, para gerar a base de tempo, + V, para alimentar os *displays* e o relé, e + V_{DD}, destinada aos integrados CMOS. Na figura 3 estão reunidos os vários CIs utilizados no projeto, com suas pinagens, a fim de facilitar a análise do circuito aos que não dispõem de um manual de componentes CMOS.

Por ora, é só. No próximo número veremos o projeto da placa, os detalhes de montagem e a relação de componentes para o temporizador. Até lá.

Bibliografia

— *Timer fotografico*, Elettronica 2000, nº 80.

NE

SEM PRECONCEITOS!

Todos recebem as atenções de *Nova Eletrônica*. Os estudantes, através de cursos e artigos básicos. Os técnicos, através de seções de bancada e consultoria. Os engenheiros, com artigos de alto nível, sempre em dia com os avanços da tecnologia. Todo mundo, através de montagens exclusivas, notícias e reportagens. Ler *Nova Eletrônica* é uma necessidade para quem estuda, trabalha ou vive eletrônica.

NOVA ELETRONICA
INDISPENSÁVEL PARA
AMADORES E
PROFISSIONAIS

GRAVADOR de EPROM GEP-128

- Programador Gravador de EPROMs.
- Opera com qualquer microcomputador padrão APPLE.
- Grava memórias 2716, 2732, 2764 e 27128
- Não necessita de alimentação externa.
- Soquete TEXTOL de 28 pinos.
- Acoplado no conector Joystick, não ocupa slot.
- Baixo Custo.
- Facilidade de operação.
- Acompanha manual e disquete com programa monitor.



COMPACTO
19 x 11 x 5 cm



RIFRAN

Rua Dr. Djalma Pinheiro Franco, 971
Tel.: (011) 562-7433 - Telex 31004 - MIAP BR
Jardim Prudência - 04378 - São Paulo - SP

CELIS

SUA CONEXÃO COM A MELHOR TÉCNICA

Conector trapezoidal

25 polos da Celis

Sem dúvidas,
o melhor!

Alta densidade
de conexão

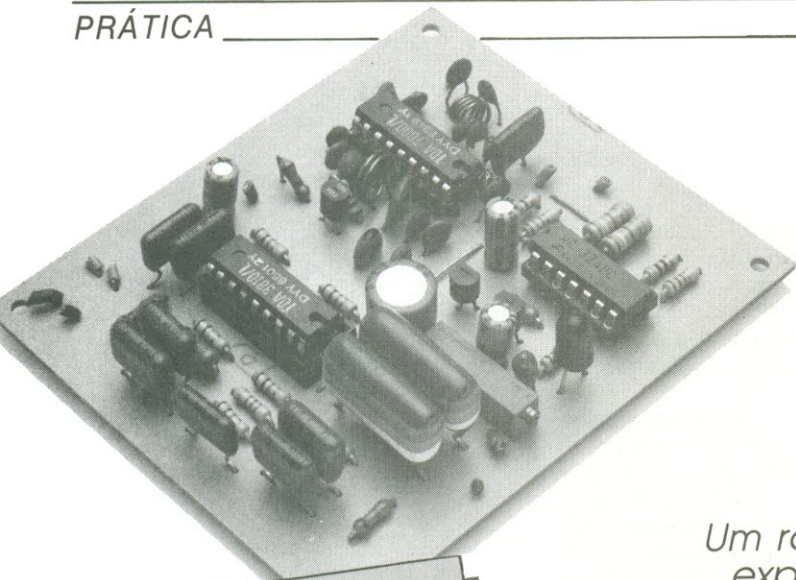
A solução ideal para computação, telecomunicações e outras aplicações profissionais. Possui contatos tomados, sem rebarbas, de alta confiabilidade e desempenho superior, com números de pinos definidos e localizados conforme sua necessidade. Versões em Crimp, Solda, Circ. Impr., normal e 90°, e acessórios como capa prensa cabo e parafusos de fixação. Construído para alta frequência de inserção/extração. Se você quer o melhor em conectores, consulte agora a CELIS.



CELIS ELETROCOMPONENTES LTDA.



VENDAS: ITAPEERICA DA SERRA - SP, Av. Eduardo R. Daher, 723 - Centro - Tel. (011) 495-2944
RIO DE JANEIRO - RJ, Rua Uruguay, 393 - Sobrelaje 102 - Tijuca - Tel. (021) 268-2586
CORRESP.: ITAPEERICA DA SERRA - SP, Caixa Postal 02 - CEP 06850 - Tel. (011) 33226 SCHR BR



Características

- Dispensa qualquer ajuste
- Indicador de sintonia
- Três opções de amplificação
- Alimentação entre 9 e 15 V
- Versões para rádio portátil ou de mesa, para fones ou falantes
- Montagem compacta

Um receptor FM com estêreo simulado

Um rádio completo, simples e barato ou experiências incríveis com a simulação estereofônica — tudo numa só montagem com inúmeras variações



Quem não se lembra do TDA 7000, que permite montar um rádio FM com um mínimo de componentes e dispensa os demorados ajustes de frequência? Ele já foi aproveitado em uma das montagens NE (mais exatamente no WALK-FM, do n.º 90) e agora volta à cena num projeto semelhante, porém muito mais versátil, com várias opções de implementação. Uma delas é justamente a simulação estereofônica do sinal fornecido pelo CI, utilizando um novo integrado da mesma série: o TDA 3810.

Mas por que simular uma coisa que praticamente todas as estações de FM já têm, que é o efeito estêreo? Aí é que está; o TDA 7000 simplifica tremendamente o circuito do receptor, mas cobra um preço por isso: o inconveniente de não permitir a decodificação do sinal estêreo enviado pelas emissoras, pelo fato de suprimir internamente o sinal piloto de 19 kHz indispensável a essa função.

Resolvemos, então, remediar esse inconveniente acrescentando um CI que "constrói" um efeito estereofônico bastante verossímil, a partir de um sinal mono. Não é o efeito original, mas devolve ao ouvinte aquela sensação de espacialidade e profundidade que a reprodução monofônica tira do som.

Diga-se de passagem, é o mesmo artifício utilizado por alguns televisores mais sofisticados, enquanto não é inaugurada no Brasil a transmissão em estêreo para TV — ou seja, o próprio receptor encarrega-se de produzir o som estereofônico.

Além disso, como parece que a onda dos *walkmen* já passou, fizemos um projeto mais flexível, que prevê três ver-

sões diferentes de amplificação do sinal — uma delas para fones de ouvido, alimentada a bateria, e as outras duas para alto-falantes de potências diferentes, garantidas por fontes ou bateria de automóvel. Acrescentamos também, desta vez, um circuito indicador de sintonia, a fim de facilitar a procura de estações. Desse modo, seja para ter um rádio barato e compacto em casa, com

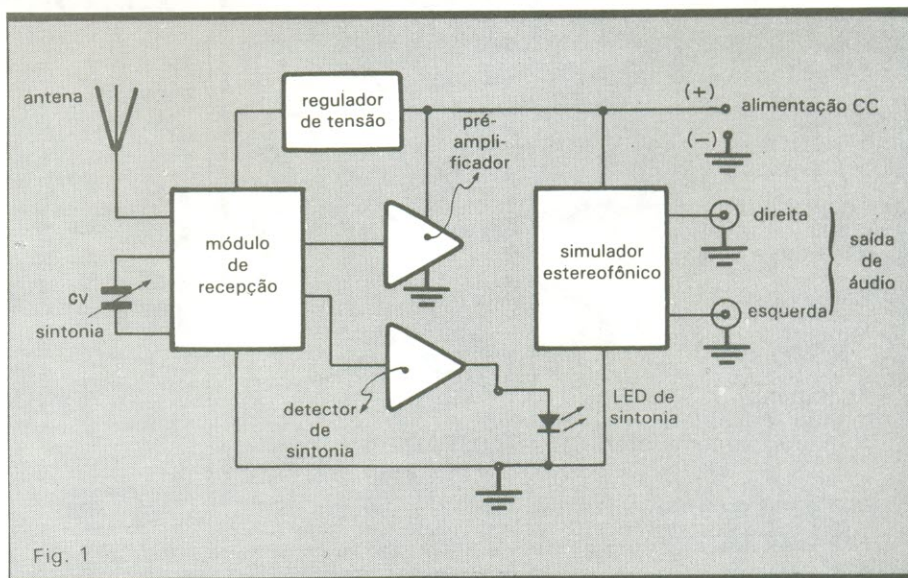


Fig. 1

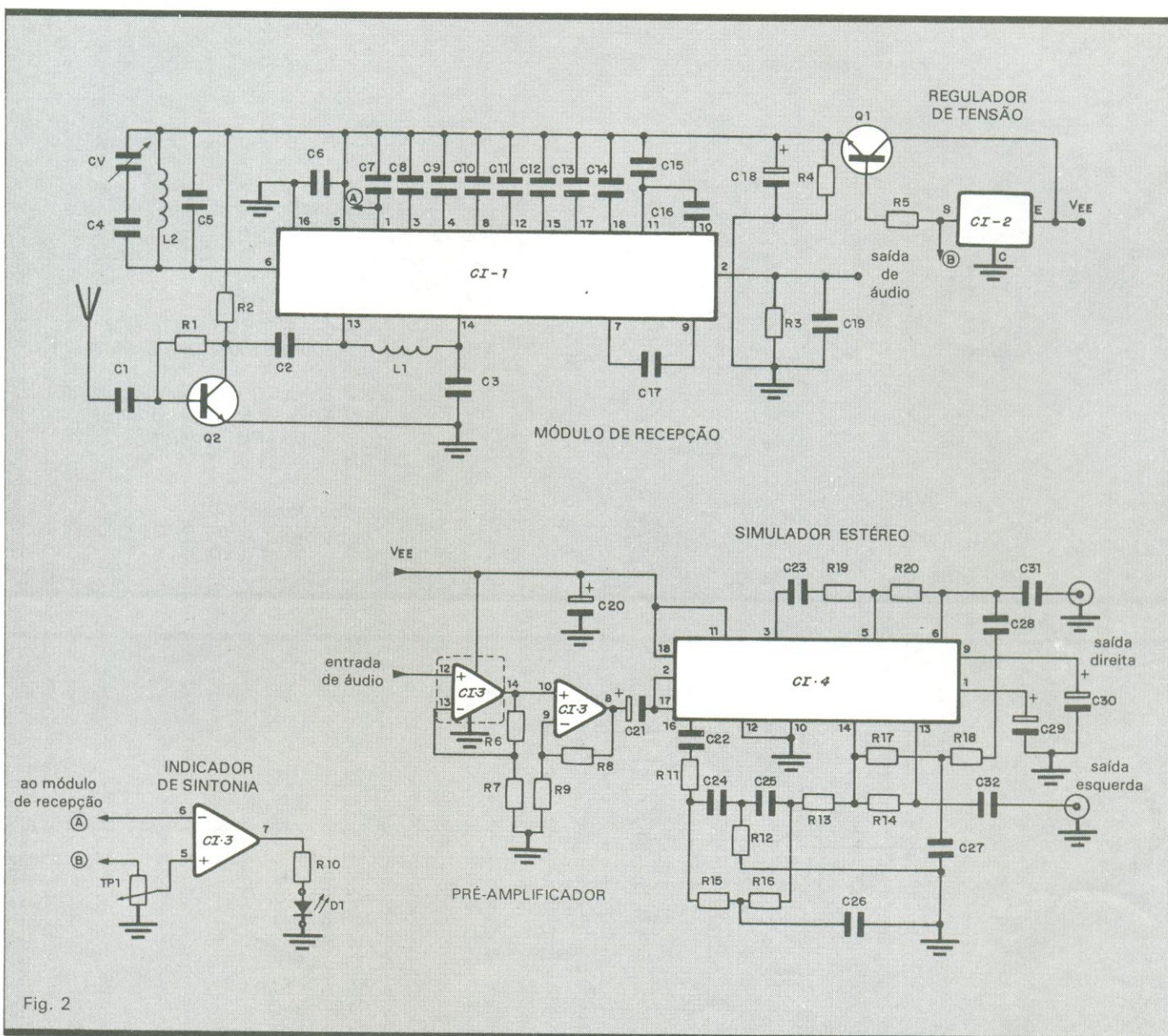


Fig. 2

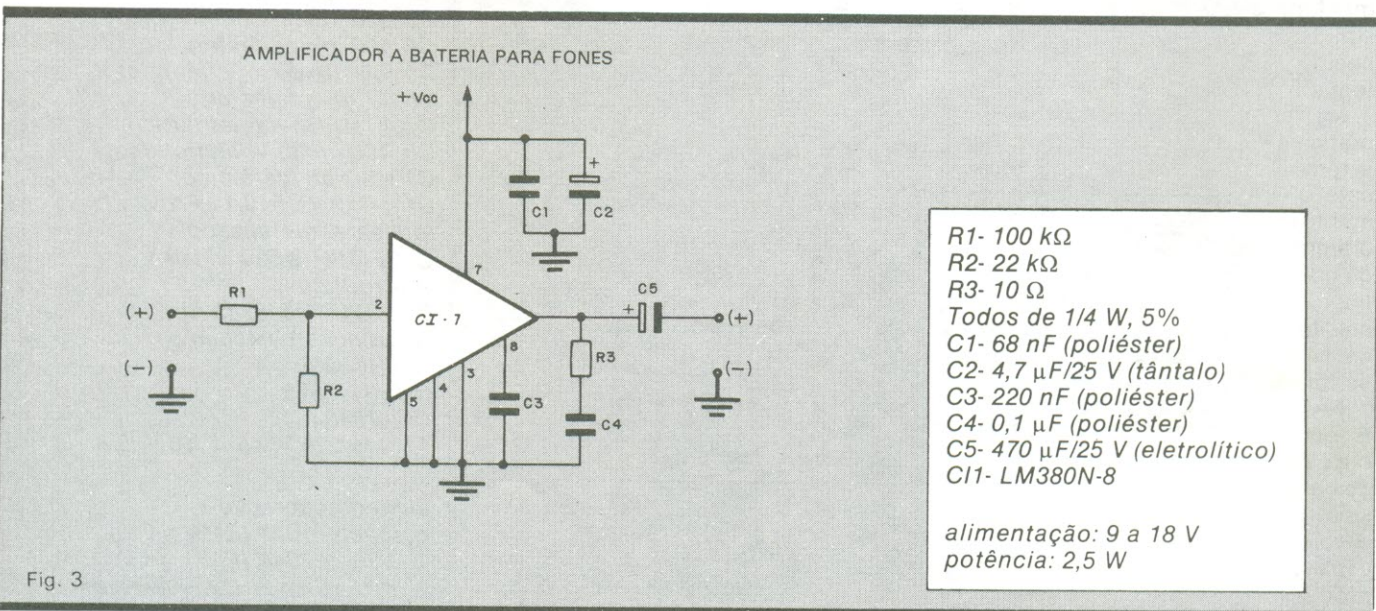
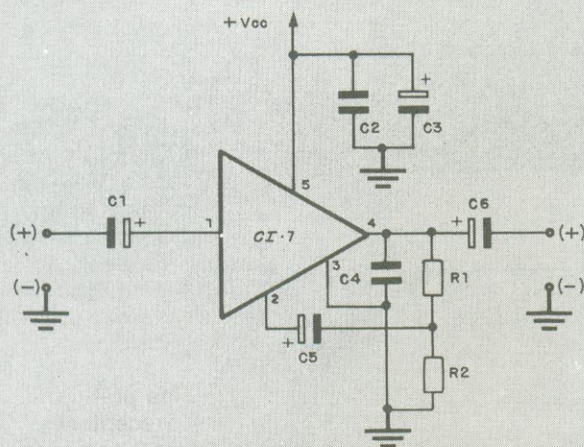


Fig. 3

AMPLIFICADOR PARA AUTOMÓVEL

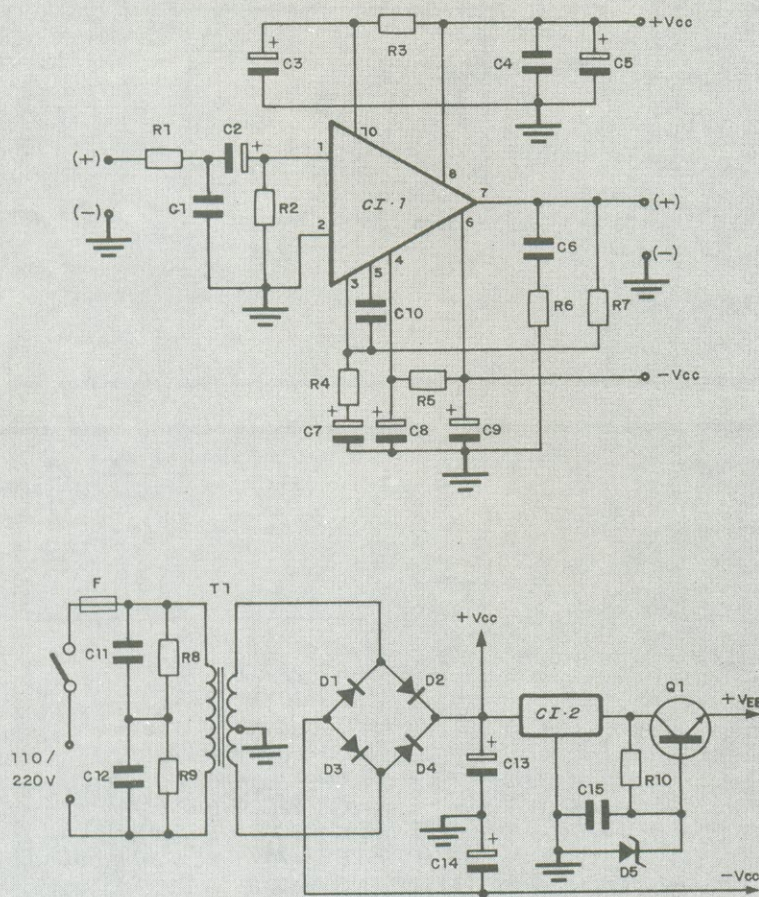


R1- 220 Ω - 1/4 W
 R2- 2,2 Ω - 1/4 W
 C1, C3- 10 μ F/35 V (tântalo)
 C2- 100 nF/250 V (poliéster metalizado)
 C4- 220 nF (poliéster metalizado)
 C5- 470 μ F/25 V (eletrolítico)
 C6- 2 200 μ F/35 V (eletrolítico)
 CI1 - LM383 ou TDA 2002

alimentação: 14 V
 potência: 8 W ($P / R_L = 2 \Omega$)
 6 W ($P / R_L = 4 \Omega$)

Fig. 4

AMPLIFICADOR DE 20 W COM FONTE



R1- 1 k Ω
 R2- 5,6 k Ω
 R3, R5- 100 Ω
 R4- 2,7 k Ω
 R6- 4,7 Ω
 R7- 56 k Ω
 R8, R9- 1 M Ω
 R10- 470 Ω
 C1- 470 pF (cerâmico)
 C2- 1 μ F/35 V (tântalo)
 C3- 220 μ F/35 V (eletrolítico)
 C4- 100 nF (poliéster)
 C5, C9- 10 μ F/35 V (tântalo)
 C6- 47 nF (poliéster)
 C7- 47 μ F/35 V (eletrolítico)
 C8- 100 μ F/35 V (eletrolítico)
 C10- 2,7 pF (cerâmico)
 C11, C12, C15- 0,1 μ F/250 V (poliéster metalizado)
 C13, C14- 2 500 μ F/40 V (eletrolíticos)
 D1 a D4- 1N5402 (3 A)
 D5- zênher 10 V/400 mW
 Q1- BC338
 CI1- STK 075
 CI2- 7815
 T1- 110/220 V, 16 + 16 V, 5 A

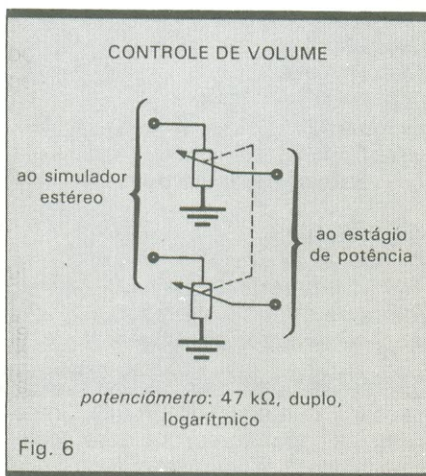
alimentação: ± 20 V
 potência: 15 W ($P / R_L = 8 \Omega$)
 20 W ($P / R_L = 4 \Omega$)

Fig. 5

boa sensibilidade, seja para fazer experiências com a estereofonia simulada, vale a pena montar esse receptor.

Para não desperdiçar espaço precioso, não vamos abordar aqui o princípio de operação dos dois ICs usados na montagem. Isto já foi feito com detalhes em dois artigos da seção Antologia: no n.º 90, para o TDA 7000, e no n.º 96, para o TDA 3810. Recomendamos a leitura de ambos a todos os montadores que desejarem conhecer mais a fundo o circuito que pretendem implementar, pois aqui vamos discutir apenas a operação global e aplicações do receptor.

FM simplificado — Na figura 1 re-



presentamos um diagrama de blocos “resumido” do receptor, mostrando seus principais estágios. Pode-se observar, de imediato, a presença de uma antena externa (o WALK-FM utilizava o próprio cabinho dos fones como antena, como os aparelhos comerciais), que proporciona melhor recepção de sinais — especialmente aos montadores que residem em locais distantes dos grandes centros.

Percebe-se também a ausência do estágio amplificador de potência, que será apresentado mais adiante, em três versões, e a presença do indicador de sintonia, que assinala a recepção de emissoras pelo acendimento de um LED. O pré-amplificador, por fim, tem a finalidade de compensar as perdas sofridas pelo sinal de áudio nos filtros passivos do simulador estéreo.

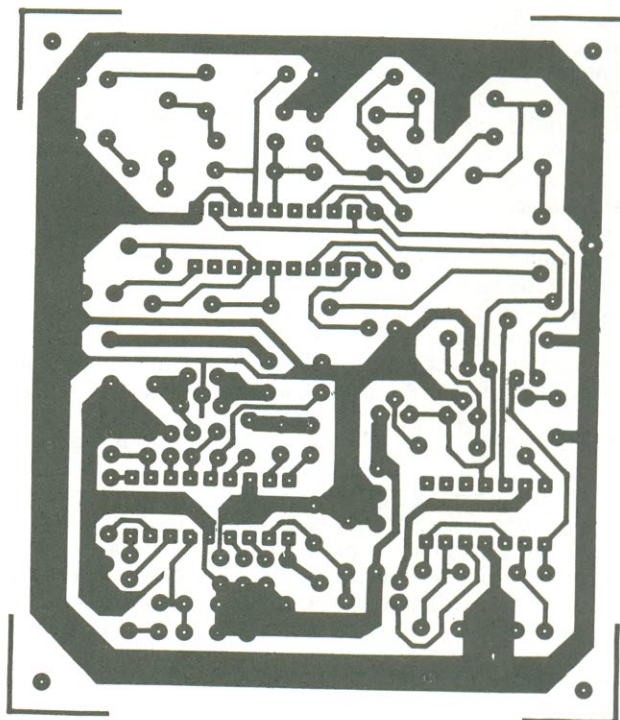
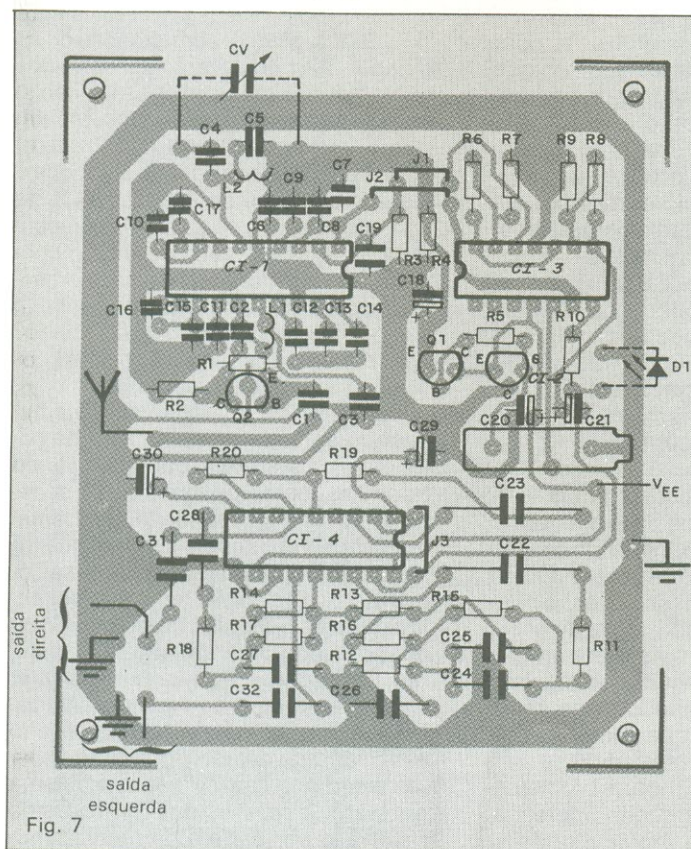
Ainda baseados na figura 1, podemos seguir o trajeto percorrido pelo sinal, desde a detecção até o áudio estereofônico. Ele é inicialmente detectado pelo bloco “módulo de recepção”, formado apenas pelo integrado TDA 7000 e seus componentes associados. Ao selecionarmos, através de C_v , uma estação qualquer, imediatamente teremos, no bloco “pré-amplificador”, o sinal de áudio com uma amplitude fixa de 300 mV pico a pico. Ao mesmo tempo, será enviada uma informação ao detector de sintonia, que irá acender o LED indicador.

Na saída do pré, o sinal terá cerca

de 2,6 V pico a pico, o que representa um ganho de tensão fixo de 8,7 — nível suficiente para excitar o bloco “simulador estereofônico”, que vai fornecer um sinal em dois canais, pronto para ser amplificado por um estágio de potência estéreo.

A alimentação do sistema pode ficar a critério do montador, desde que esteja compreendida entre 9 e 15 V, com boa regulação e baixo *ripple*. O bloco “regulador de tensão”, por fim, proporciona a tensão fixa de 4,5 V exigida pelo módulo de recepção (leia-se TDA 7000), totalmente independente das eventuais variações de alimentação do restante do circuito.

O esquema prático — O diagrama completo do receptor estéreo pode ser visto na figura 2, com todos os seus estágios identificados de acordo com os blocos da figura 1. Não há muito a acrescentar ao que foi dito, já que toda a operação se passa dentro dos ICs. O sinal de áudio mono é obtido no pino 2 de CI1, sendo aplicado diretamente ao pré constituído por dois operacionais de um LM324 (CI3). Estes, por sua vez, excitam diretamente CI4, que é o simulador estéreo. Outro dos operacionais de CI3 foi aproveitado no indicador de sintonia, utilizando a variação de tensão que ocorre no pino 1 de CI1. O sinal de áudio estéreo aparece nas saídas de CI4, pronto para excitar um amplificador de potência adequado.



CONFEÇÃO DAS BOBINAS

L2- 3 espiras juntas

diâmetro interno: 4 mm

L1- 3 espiras,
afastadas de 2 mm

diâmetro interno: 8 mm

Fig. 8

Estágios de potência — Como já dissemos, o intuito do projeto é satisfazer tanto aos que desejam um prático receptor portátil como aqueles que pretendem construir seu próprio rádio de mesa. Por isso, nas figuras 3, 4, e 5 estamos sugerindo três tipos diferentes de amplificador, que devem atender à maioria dos casos práticos. O primeiro deles (fig. 3) utiliza um operacional específico para fones de ouvido, fornecendo uma saída máxima de 2,5 W; é próprio para ser alimentado por baterias miniatura de 9 V.

O segundo (fig. 4) poderá ser utilizado em casa ou no carro, necessitando para isso de uma fonte de alimentação estabilizada ou de uma bateria de 12 V. Para esta segunda opção será preciso incluir um filtro de linha na alimentação dos módulos de recepção e amplificação, de modo a suprimir os ruídos gerados pelo motor. Esse filtro é composto, basicamente, por uma rede LC em série com a alimentação do rádio, podendo ser construído experimentalmente pelo montador ou adquirido pronto em oficinas de instalação de auto-rádios.

A máxima potência entregue por esse amplificador será de 8 W, caso sejam utilizados dois alto-falantes de 4 Ω em paralelo por canal, ou de 6 W, para apenas um falante de 4 Ω em cada canal. Em ambos os casos, a distorção harmônica total não irá ultrapassar os 10%, nível que pode ser considerado satisfatório para esse tipo de equipamento.

Por último, temos na figura 5 um módulo de potência da Sanyo, capaz de fornecer até 20 W sobre cargas de 4 Ω . Essa configuração está acompanhada de sua fonte de alimentação dupla, capaz de alimentar os dois canais de potência e todo o receptor, através do pequeno ramo estabilizado. O integrado foi encontrado com relativa facilidade na Santa Ifigênia, mas, em caso de dificuldade, poderá ser substituído por qualquer outro módulo de potência dis-

Relação de componentes

CAPACITORES

C1, C14- 220 pF (cerâmicos)
C2, C3, C15, C17- 3,3 nF (plate)
C4- 27 pF (cerâmico)
C5- 47 pF (cerâmico)
C6, C9- 10 nF (plate)
C7- 150 nF/250 V (poliéster metalizado)
C8- 22 nF (cerâmico)
C10- 180 pF (cerâmico)
C11- 150 pF (cerâmico)
C12, C31, C32- 100 nF/250 V (poliéster metalizado)
C13, C16- 330 pF (cerâmicos)
C18- 1 μ F/16 V (tântalo)
C19- 1,8 nF (plate)
C20- 4,7 μ F/35 V (tântalo)
C21- 1 μ F/25 V (eletrolítico)
C22, C23- 560 nF/250 V (poliéster metalizado)
C24, C25, C27, C28- 10 nF/250 V (poliéster metalizado)
C26- 22 nF/250 V (poliéster metalizado)
C29- 100 μ F/16 V (eletrolítico)
C30- 47 μ F/16 V (eletrolítico)
C_V- 170 pF (capacitor variável para rádios portáteis)

RESISTORES

R1, R12, R19, R20- 10 k Ω
R2- 5,6 k Ω
R3, R15, R16, R17- 22 k Ω
R4- 18 k Ω
R5- 68 Ω
R6, R7- 39 k Ω
R8, R11, R13- 16 k Ω
R9- 4,7 k Ω
R10- 1 k Ω
R14- 100 k Ω
R18- 15 k Ω
Obs.: todos de 1/4 W, 5%

SEMICONdutoRES

Q1- BC237
Q2- BF494
CI1- TDA 7000
CI2- 78L05
CI3- LM324
CI4- TDA 3810
D1- LED vermelho comum

DIVERSOS

L1, L2- veja texto
TP1 - trimpot de 10 k Ω
Placa de circuito impresso
Antena telescópica para rádio

ponível no mercado — desde que sejam feitas, é claro, as devidas adaptações na fonte.

Convém observar que apresentamos apenas um canal das três versões, que deve ser duplicado na utilização com o receptor de FM estéreo. É óbvio que se o montador já dispuser de um amplificador estéreo pronto, ele será a opção mais natural. Fica a sugestão, além disso, de incorporar um pré-amplificador com maiores recursos entre o receptor e o estágio de potência, que permitiria obter um rádio de melhor qualidade. Mas se você optou por uma das versões de amplificação aqui expostas, não se esqueça de incluir no conjunto um controle de volume; ele pode ser formado simplesmente por um potenciômetro logarítmico duplo e pode ser visto na figura 6.

Montagem e retoques finais — A placa que projetamos para o receptor abriga todo o circuito, incluindo o simulador estéreo (a etapa de potência ficou de fora, pois irá variar de um caso para outro). Ela está reproduzida na figura 7, em tamanho natural, vista por ambas as faces, a fim de facilitar ao máximo sua reprodução. Falando nisso, recomendamos a todos que adotem o método serigráfico ou fotográfico na confecção da placa, evitando as problemáticas canetas para circuito impresso.

Pronta e revisada a placa, pode-se

passar à montagem do circuito. Comece pelos capacitores, que deverão ser escolhidos com bastante critério em relação ao tamanho — caso contrário, criarão problemas de encaixe na hora "H". Os integrados, com exceção do regulador CI2, não deverão ser soldados diretamente à placa, mas sim encaixados em soquetes apropriados. Montados os soquetes e os capacitores, pode-se pensar nos demais componentes, incluindo as bobinas L1 e L2, de confecção bastante simples, representada na figura 8. Não estranhe o aparente "congestionamento" de elementos na área do TDA 7000; é que esse CI exige que os componentes associados sejam montados o mais próximo possível de seu encapsulamento.

Para testar a operação do sistema, bastam então um amplificador de potência e uma antena, que pode ser do tipo telescópica ou mesmo um pedaço de fio rígido (dependendo, evidentemente, da intensidade do sinal que irá ser recebido). Para receber a faixa comercial de FM, talvez seja preciso realizar ajustes na bobina L2, afastando ou aproximando ligeiramente suas espiras. Em seguida, é só variar o trimmer C_V para sintonizar as estações. No caso de mudez completa do rádio, o jeito é revisar tudo de novo, procurando pelos eventuais "gatos"; se o problema persistir, escreva, que tentaremos resolvê-lo por carta. Boa montagem.

Antena: o elo mais crítico da telecomunicação

Desde os primórdios da comunicação eletromagnética, as antenas se constituem num desafio para os técnicos; contudo, a indústria brasileira já é capaz de produzir a maioria dos tipos existentes

Lançar no espaço ondas eletromagnéticas a partir de um determinado ponto e recebê-las em um outro sempre foi um dos grandes desafios das telecomunicações. Afinal, por intermédio dessas ondas, que se propagam a uma velocidade aproximada de 300 mil quilômetros por segundo, é transmitida a maior parte das informações que circulam atualmente pelo mundo. Desde que foram descobertas por Hertz, no final do século passado, elas vêm sendo estudadas pelo homem que, conhecendo melhor suas propriedades, conseguiu transformá-las num canal de comunicação tão seguro como o telefone convencional ou a imprensa, embora muito mais econômico e eficaz do ponto de vista da rapidez e da diversidade das informações que transmite.

Contudo, para que pudéssemos usufruir dos benefícios das ondas eletromagnéticas, os cientistas tiveram que percorrer um caminho extremamente árduo. Além de ampliarem o legado teórico deixado por Hertz, eles pesquisaram, desenvolveram e aperfeiçoaram um conjunto de equipamentos que, ao longo do século XX, tornou possível o telégrafo sem fio, o rádio e a televisão — os seus três “usuários” mais populares. Entre todos os equipamentos

construídos até hoje, a antena se destaca de modo particular, dada a enorme influência que exerce neste gênero de comunicação. Pois cabe a ela, em última instância, dar conta dos elos mais críticos da cadeia eletromagnética: o lançamento e a recepção de sinais.

Simplicidade aparente — Comparada com outros equipamentos similares, a antena apresenta características bastante simples de construção. Esta simplicidade, no entanto, é apenas aparente, já que sua fabricação e instalação dependem de um conhecimento profundo do comportamento das ondas eletromagnéticas. Assim, não é nenhum exagero afirmar-se que por detrás de algumas varetas de alumínio ou de uma parábola instaladas sobre o teto de um edifício esteja concentrada toda a teoria acumulada até hoje sobre o assunto. Convertidas em fórmulas matemáticas, as informações sobre a propagação dos sinais eletromagnéticos são a base para o dimensionamento de qualquer tipo de antena. Mais exatamente, a sua fabricação está condicionada à frequência do sinal que se deseja receber ou transmitir, bem como ao comprimento e à velocidade da onda. Estes três valores, por sinal, têm

uma relação matemática entre si, de modo que o conhecimento de dois deles permite-nos calcular o terceiro, de acordo com a seguinte fórmula:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

onde:

λ é o comprimento da onda, em metros; 300 é a velocidade da luz ou da onda eletromagnética no espaço livre, em milhares de quilômetros (trata-se de um valor simplesmente teórico, pois, na prática, dificilmente as ondas mantêm velocidade constante);

f é a frequência em megahertz.

Outro fator importante na construção de uma antena é a forma pela qual as ondas eletromagnéticas se propagam no espaço. *Grosso modo*, elas podem ser classificadas em dois tipos fundamentais: ondas terrestres e espaciais. As ondas terrestres constituem a parte de uma onda eletromagnética transmitida que se desloca ao longo da superfície da Terra. Já as espaciais correspondem à parcela da mesma onda que foi transmitida para cima e que é afetada pela ionosfera. Como a superfície terrestre oferece resistência à propagação do sinal irradiado — qualquer prédio ou montanha pode causar uma



Antena viatura da Amplimatic, desenvolvida em cinco versões que operam em frequências diferenciadas na faixa de 25 a 50 MHz.

interferência séria —, o uso das ondas terrestres só é aconselhável para frequências que não ultrapassem a 3 MHz. Além deste patamar, a comunicação deve ser feita através das ondas espaciais — ou seja, a parte da onda transmitida que foi irradiada na direção da ionosfera. Na faixa de frequência de 3 a 30 MHz, estes sinais são refletidos de volta para a Terra, em quantidade suficiente para permitir a comunicação entre pontos localizados a milhares de quilômetros. No caso de frequências maiores, os sinais atravessam a ionosfera (as ondas, neste caso, são muito curtas) para depois irem se perder no espaço. Desta forma, o seu aproveitamento só é viável através da intercalação de corpos sólidos naturais (a Lua, por exemplo) ou artificiais, como os satélites, no percurso do sinal.

Propagação — As ondas terrestres são geralmente utilizadas em transmissões de radiodifusão comercial durante o dia (até 3 000 kHz) e também no caso de FM e TV (de 30 a 300 MHz), quando a distância entre o transmissor e o receptor não ultrapassa algumas dezenas de quilômetros (veja boxe). A maioria das antenas comercializadas no Brasil destina-se ao atendimento destas três situações, já que é no seu mercado mais expressivo — os grandes centros urbanos — que estão sediadas as maiores emissoras de rádio e TV do

país. Beneficiando-se de sinais fortes, estas antenas são as de construção mais simples, exigindo tão-somente a instalação de antenas transmissoras em pontos elevados, para facilitar a propagação das ondas terrestres (diretas ou refletidas pela Terra). Em se tratando da radiodifusão comercial, onde a cobertura da onda terrestre é satisfatória a uma distância de até 160 km da estação transmissora, até mesmo um pedaço de condutor pode servir de antena receptora. Quanto à TV e FM, a exigência é um pouco maior, mas, se não desejarmos recepção além de 40 ou 50 km, a solução poderá ser encontrada entre antenas comuns disponíveis no mercado. Isto não significa, contudo, que não existem problemas. Os sinais de TV, em particular, apresentam intensidade diferenciada de emissora para emissora, o que pode justificar o uso de amplificadores ou de uma antena direcional exclusiva para receber um determinado canal. A presença de obstáculos físicos entre a transmissora e um dado ponto de recepção também pode exigir uma providência semelhante ou a mudança de posição da antena.

Estes meios, evidentemente, servem para resolver os problemas em distâncias relativamente curtas. A recepção de sinais de TV a longa distância (as estações de FM no Brasil não costumam ultrapassar o perímetro de um município) só pode ser obtida através de mecanismos de retransmissão ou da utilização da frequência UHF, que permite uma propagação direta de maior alcance. O uso de sistemas domésticos de recepção via satélite é neste caso a melhor alternativa do ponto de vista técnico, desde que foram iniciadas as operações do satélite doméstico brasileiro — o Brasilsat — no ano passado. O obstáculo, neste caso, é o custo ainda relativamente alto dos sistemas de recepção direta do satélite, já que os impedimentos legais que anteriormente afastavam deles as pessoas físicas foram derrubados pela portaria nº 148, baixada pelo Dentel no mês de julho de 1984.

Antenas parabólicas — As duas aplicações básicas deste tipo de antena no Brasil são em enlaces de microondas e em recepção e transmissão de sinais via satélite. Em ambas, a comunicação é feita por meio de microondas (frequências acima de 1 GHz). A diferença é que nos enlaces utiliza-se a propagação direta de sinais, em transmissões ponto a ponto, para distâncias entre 30 e 60 km. Solução típica do Brasil no período que antecede o Brasilsat, os enlaces de microondas continuam a ser empregados na distribuição regional de sinais — tarefa que deverão con-

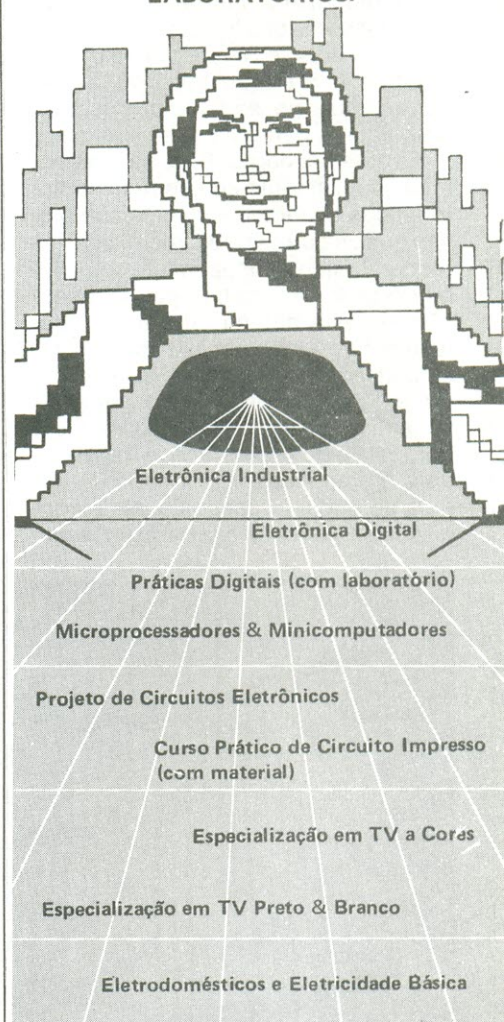
ARGOS- IPOTEL CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

ARGOS e IPOTEL unidas, levam até você os mais perfeitos cursos pelo sistema:

TREINAMENTO À DISTÂNCIA

Elaborados por uma equipe de consagrados especialistas, nossos cursos são práticos, funcionais, ricos em exemplos, ilustrações e exercícios.

E NO TÉRMINO DO CURSO, VOCÊ PODERÁ ESTAGIAR EM NOSSOS LABORATÓRIOS.



Preencha e envie o cupom abaixo.

Nome _____
Endereço _____
Cidade _____ CEP _____
Curso _____

Ao nos escrever indique o código NE

ARGOS — IPOTEL

R. Clemente Álvares, 247 - São Paulo - SP.
Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305

tinuar cumprindo por muito tempo, devido ao interesse de algumas emissoras de TV em combinar programações de caráter nacional com programas regionais locais, tendo em vista a ampliação de suas receitas publicitárias (a Rede Globo de Televisão, líder em audiência em todo o país, é a grande defensora desta alternativa).

A comunicação via satélite no Brasil emprega frequências na faixa de 4 GHz para a recepção e de 6 GHz, para a transmissão. Neste caso, as ondas espaciais são transmitidas por antenas da Embratel (a única a realizar este serviço) e, uma vez refletidas de volta para a Terra, são recebidas por antenas distribuidoras da própria Embratel ou das emissoras que integram o sistema TV-SAT (Globo e Bandeirantes e futuramente TVS e Manchete) ou, ainda, por qualquer pessoa que dispuser de uma antena parabólica em sua casa.

As antenas parabólicas para a operação com satélite apresentam características técnicas bem mais complexas que os outros tipos. Além do refletor parabólico — usualmente com diâmetro de 2,5 a 6 metros para a recepção —, esta antena possui um sub-refletor formatado, um alimentador, um amplificador de baixo ruído e um receptor de TV desenvolvido especialmente para microondas. O sinal é coletado na parábola pelo alimentador e é enviado para o amplificador, por meio de um guia de onda. Em seguida, ele é conduzido por um cabo coaxial até o recep-

tor de TV, para ser convertido em uma frequência intermediária (FI), por exemplo, 70 MHz. O receptor filtra o sinal convertido e processa a sua divisão em sinais de áudio e vídeo, por intermédio de um demodulador. A antena transmissora, por sua vez, inclui parábolas com diâmetros maiores que as de recepção — de 6 a 10 metros — e necessita de um excitador e um transmissor de alta potência para o seu funcionamento.

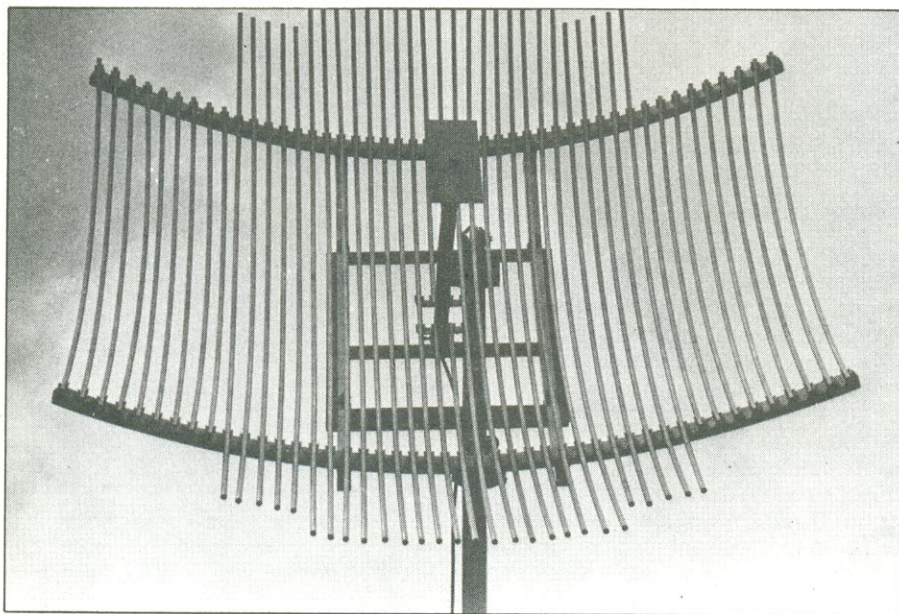
A indústria nacional de antenas já é capaz de fabricar sistemas completos de recepção via satélite. Mesmo os amplificadores de baixo ruído, que muita dor de cabeça causou aos pioneiros das antenas parabólicas no Brasil, já estão sendo produzidos localmente. A Ivape, de São Paulo, por exemplo, resolveu o seu problema com o amplificador, importando tecnologia francesa. Outra fabricante sediada em São Paulo, a Brasilsat, produz os seus amplificadores, com base num acordo com a *California Amplifier Inc.*, dos Estados Unidos. A Amplimatic, de São José dos Campos, uma das líderes do mercado, ainda prefere importar os seus, mas já estuda a nacionalização de um modelo especial para recepções domésticas, também com base em tecnologia estrangeira. A Mapra, de Sorocaba, é outra que comercializa sistemas de recepção com amplificadores importados.

Na verdade, a necessidade de importar tecnologia ou amplificadores aca-

bados só continua existindo no Brasil de hoje em razão de opções econômicas dos fabricantes, pois o Centro de Pesquisas e Desenvolvimento da Telebrás — CPQD — já desenvolveu um modelo nacional e está transferindo documentação tecnológica para a iniciativa privada. O problema é que o modelo criado pelo CPQD — o mesmo órgão que, no passado, transferiu à iniciativa privada a tecnologia de todas as outras fases de produção de antenas receptoras — é tido como muito sofisticado para aplicações domésticas. Com efeito, ele foi desenvolvido para atender à demanda profissional, hoje representada pela Embratel e pelas emissoras que operam com o Brasilsat. Apresenta ganhos elevadíssimos e atua num sistema conjugado (um ativo e um reserva), com chaves de comutação, e outras exigências do mercado profissional. A hipótese de conversão deste modelo para um equipamento mais simples, reduzindo o seu custo e a dificuldade técnica de fabricação, é defendida pelo CPQD. "Estamos dispostos a transferir a sua tecnologia inclusive para as fabricantes de sistemas domésticos de recepção" — reforça Ronaldo Guimarães, coordenador de projetos do Programa de Comunicações via Satélite do órgão.

Em condições de oferecer pacotes completos a quem desejar comprá-los, as fabricantes de antenas parabólicas não parecem interessadas, ao menos por enquanto, em seguir o caminho proposto pelo técnico do CPQD. Preferem gastar o seu tempo no desenvolvimento de modelos mais econômicos e mais versáteis que lhes possam ampliar o mercado atual para além das fazendas, canteiros de obras e municípios localizados em regiões remotas do país. Suas atenções voltam-se sobretudo para os centros urbanos, onde antenas econômicas e com dimensões menores poderão em breve estar integrando a paisagem de edifícios e condomínios.

Nesta linha, incluem-se os três modelos de pequeno e médio porte fabricados pela Mapra, em Sorocaba. O mais simples deles é de estrutura fixa e adota um refletor parabólico metálico de apenas 2,4 m de diâmetro. Recebe sinais apenas na polarização linear e, segundo a empresa, registra ganhos na faixa de 38 a 38,7 dBi. Pesando apenas 130 kg, esta antena apresenta um outro atrativo comercial: é totalmente desmontável, podendo ser transporta-



Antena parabólica vazada da Mapra, para recepção em UHF e microondas.

da sem maiores dificuldades para qualquer ponto do país, sem exigir cuidados especiais de acondicionamento. Outro modelo da Mapra é uma antena com parábola metálica de 3,6 m, destinada a aplicações que exijam melhor qualidade de sinais: seu ganho pode chegar a 43 dBi. Outra vantagem deste modelo é que ele pode ser fornecido opcionalmente com um alimentador de polarização circular — próprio para operar com satélites da série Intelsat — ou com polarização linear (vertical e horizontal) simples e dupla. “Desta forma” — explica Ricardo Aprá, diretor da Mapra — “o usuário que optar pelas operações com o satélite doméstico poderá receber os sinais da Globo e da Bandeirantes (polarização horizontal) e também do SBT, cujas transmissões serão realizadas em polarização linear vertical”.

O terceiro modelo da Mapra é a antena com suporte polar e refletor para-

bólico metálico de 3,6 m de diâmetro. Foi desenvolvido especialmente para atender a uma clientela mais sofisticada, que deseje receber sinais de TV de vários satélites internacionais. Por isso, adota originalmente alimentador de polarização circular, embora opcionalmente também possa funcionar com os alimentadores compatíveis com o Brasilsat. O apontamento desta antena exige uma bússola e um medidor de inclinação para que ela encontre a posição correta. Os dados técnicos para isso são fornecidos pela Mapra que, opcionalmente, também pode incluir no conjunto um controlador remoto com motorização para o acionamento do suporte polar. “Assim, uma vez instalada corretamente a antena, a pessoa poderá procurar o satélite que deseja sem sair da sala” — explica Leosmar Martinez, diretor da Mapra.

Além destes modelos convencionais de antenas parabólicas para TV, a Ma-

pra já iniciou a comercialização de um outro tipo de parabólica: a parabólica vazada. Construída com tubos de alumínio de liga especial, fixados na estrutura com presilhas com efeito mola (para resistir ao vento), esta antena opera na faixa de até 2,7 GHz. É destinada a aplicações em enlaces de microondas para a captação de sinais de TV, sistema estúdio-transmissor, telefonia de baixa capacidade e radiodigital.

A Amplimatic, outra fabricante que prioriza o mercado doméstico, também apresenta três modelos de parabólicas. O primeiro, com refletor de 2,4 m de diâmetro, e ganho de 38 dBi; o segundo, com refletor de 3 m de diâmetro e ganho de 40 dBi; e o último, com refletor de 3,6 m e ganho de 41,2 dBi. Em todos eles as parábolas são fabricadas em fibra de vidro e, por este motivo, não são desmontáveis como as da Mapra. Mas em compensação apresentam grande durabilidade, e o alimentador que

Frequências eletromagnéticas

Transcrevemos a seguir um trecho do livro ABC das Antenas, de Allan Lytel (Editora Antenna Edições Técnicas, 3ª edição, 1977), contendo a distribuição de frequências do espectro eletromagnético adotada internacionalmente.

“1. Frequências muito baixas (VLF) — 10 a 30 kHz — As ondas de rádio com estas frequências são muito confiáveis para comunicações a longa distância. Atingem milhares de quilômetros durante o dia. A atenuação da onda terrestre é muito pequena e a reflexão da onda espacial é boa. Entretanto, os sistemas de antena necessários para a transmissão nestas frequências são muito grandes e dispendiosos.

“2. Frequências baixas (LF) — 30 a 300 kHz — A cobertura da onda terrestre nesta faixa é um pouco menor do que na de VLF, por causa da maior atenuação. Além disso, a absorção espacial começa a ser considerável durante o dia, principalmente no extremo superior desta faixa. O alcance diurno, nestas frequências, não mais atinge a milhares de quilômetros, mas fica reduzido à ordem das centenas. É possível, contudo, obter-se maior cobertura, utilizando a onda espacial.

“3. Frequências médias (MF) — 300 a 3 000 kHz — Esta região do espectro inclui a faixa de radiodifusão comercial, na qual é possível uma cobertura confiável a distâncias de até 160 quilômetros da antena transmissora. Uma cobertura satisfatória além desse limite é obtida usualmente durante a noite, por meio da onda espacial.

“4. Frequências altas (HF) — 3 a 30 MHz — Nesta região, a cobertura da onda terrestre é muito pequena, ficando restrita a apenas uns poucos quilômetros de distância do transmissor. A propagação por onda espacial é a única forma segura de propagação a longa distância, especialmente no extremo superior da faixa.

“5. Frequências muito altas (VHF) — 30 a 300 MHz — Esta região inclui as faixas comerciais de FM e televisão em VHF. As antenas transmissoras para estas frequências são montadas de preferência a grande altura em relação ao solo, de modo que a propagação direta (na linha de visão) é o principal meio de comunicação. A reflexão da onda espacial pela ionosfera não é possível, normalmente.

“6. Frequências ultra-altas (UHF)

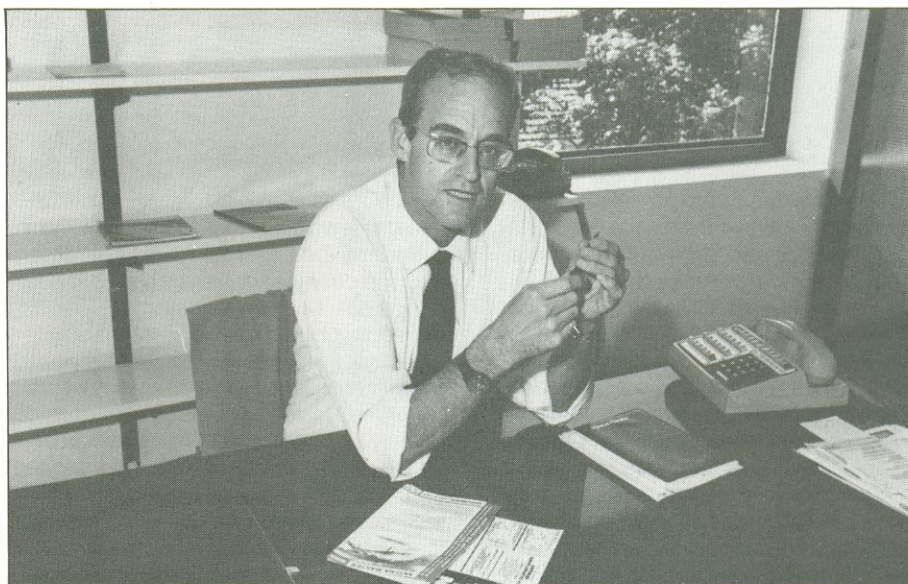
— 300 a 3.000 MHz — A propagação direta, ou na linha de visão, pode ir além do horizonte visual, nesta região do espectro, devido aos efeitos de refração mais pronunciados da atmosfera terrestre. A distância real que pode ser coberta depende da altura das antenas receptora e transmissora. A absorção do sinal também aumenta nestas frequências mais altas, contudo, em vista de influências atmosféricas como a umidade.

“7. Frequências superaltas (SHF) — 3 a 30 GHz — Nestas frequências, especialmente acima de 10 GHz, a absorção dos sinais devido à umidade e precipitações (chuva, neve etc.) torna-se muito grande. Esta faixa constitui o limite superior de frequência dos sinais que têm uso prático em comunicações por ondas de rádio, empregando processos comuns de geração e transmissão do sinal. Entretanto, já existem técnicas inteiramente diferentes, tais como os feixes de laser e maser, que são atualmente empregadas. Pode-se esperar, em um futuro próximo, o estabelecimento de comunicações em frequências tão elevadas como as das ondas luminosas.”

acompanha as antenas pode ser ajustado para a polarização circular ou linear (vertical e horizontal), de acordo com a necessidade do cliente. "O padrão de ganho de nossas antenas, situado na faixa dos 40 dBi para todos os modelos, também pode ser considerado um dos melhores do mercado nacional" — reforça Augustin T. Woelz, diretor comercial da empresa.

A Amplimatic fabrica ainda dois outros tipos de parabólicas. Uma delas, dedicada à recepção de sinais de satélites meteorológicos, com tecnologia desenvolvida pelo Instituto de Pesquisas Espaciais — INPE. Possui refletor parabólico em fibra de vidro, com 1,8 m de diâmetro, e pode operar tanto com os satélites GOES-E (75° Este) e GOES-Central (107°) como os de órbita polar. Utiliza um fac-símile fabricado pela NEC do Brasil que converte em fotografia os sinais recebidos. A outra parabólica da Amplimatic destina-se à recepção de sinais em UHF, nas faixas de frequência de até 1 537 MHz. Seus refletores são também do tipo vazado, construídos com tela de alumínio expandido e, dependendo da aplicação, apresentam diâmetros de 2, 3 e até 4 m.

Antenas de TV e FM (internas e externas) — Esta família de antenas opera com ondas terrestres, recebendo sinais em VHF ou em UHF. Para uso interno — normalmente incorporadas no receptor de TV ou rádio — as mais comuns são as de varetas unipolares ou as do tipo V. Constituídas por uma série de tubos com estrutura telescópica, que lhes permite ajuste de comprimento, elas se caracterizam pela necessidade de conexão com a Terra. No ca-



Augustin Thomas Woelz, da Amplimatic.

so das do tipo V, por exemplo, a base da antena é ligada a um dos terminais da bobina de antena do receptor de rádio ou TV, enquanto o outro terminal é ligado ao terra ou ao chassi do mesmo. Suas varetas permitem a recepção de sinais em praticamente todas as direções, mas o seu alcance é curto, não ultrapassando 15 km e ainda assim se não houver interferências físicas ou radioelétricas.

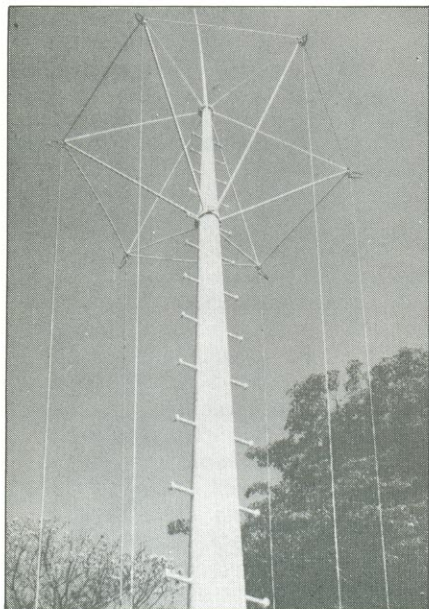
Os principais compradores deste tipo de antena no Brasil são as montadoras de receptores de FM e TV, com o objetivo de fornecerem conjuntos completos aos seus clientes. Pouco interessadas em fabricação própria, elas preferem entregar esta tarefa para terceiros que as produzem mediante especificações que integram o próprio projeto do televisor ou do rádio por elas desenvolvido. Aliás, há dezenas de microempresas especializadas neste tipo de fornecimento — e que, por trabalharem segundo orientação externa, limitam a sua participação no processo exclusivamente a operações de mecânica fina. É o caso, por exemplo, da Antex, de São Paulo, que fabrica antenas internas de TV há pelo menos dois anos e que só agora começou a realizar pesquisas para a produção de modelos próprios.

Concorrendo com as microempresas, há também fabricantes de porte considerável, como a Olympus, que este ano está completando 40 anos de atividades no setor de antenas. Por sinal, a Olympus começou, em 1946, produzindo para a Philco. Mas, hoje, embora mantenha uma linha de atendimento a montadoras de rádio e TV, apresenta uma linha independente de antenas internas. Entre os seus modelos mais conhecidos, está uma antena de duas varetas (S-2001), para recepção de TV

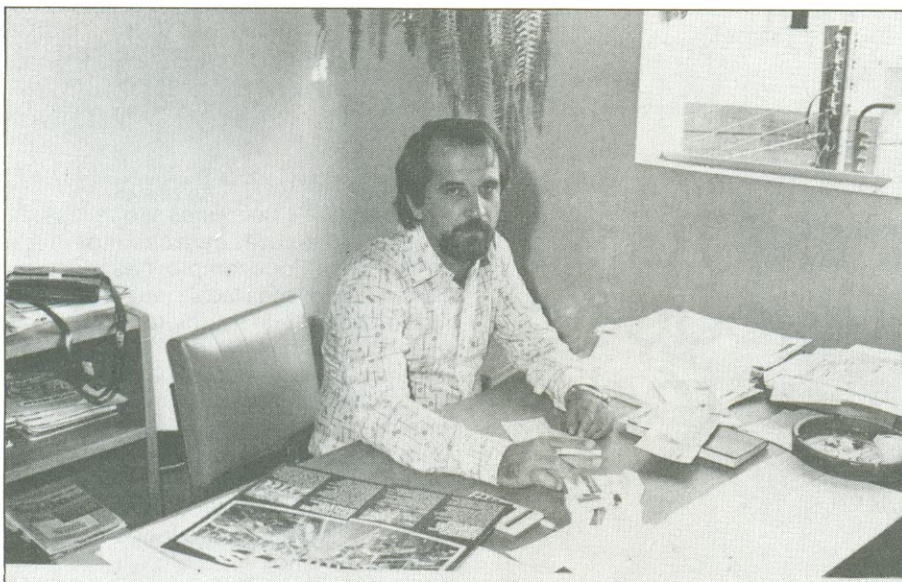
e FM, e duas outras, mais sofisticadas, que dispõem de controle eletrônico, para ajustar as varetas ao canal que se deseja receber (o modelo mais simples opera apenas com VHF e o mais completo, com VHF e UHF).

As antenas externas, por sua vez, apresentam uma maior multiplicidade de tipos. Caracterizam-se de um modo geral por dispensar a conexão com a Terra, seguindo o princípio estabelecido por Hertz. Dos modelos existentes no mercado brasileiro, os mais comuns são o multibanda, projetado para receber tanto TV como FM, o monocal, modelos específicos para UHF ou FM e a Yagi, uma antena de altíssimo ganho, que serve tanto para TV como FM. A Yagi, aliás, é um dos tipos mais indicados para a recepção de sinais de TV. É composta basicamente por um elemento ativo e dois ou mais elementos parasitas (refletores e diretores, para aumentar o ganho e estreitar o seu diagrama direcional na parte frontal).

Também neste caso, entre as fabricantes proliferam as microempresas de fundo de quintal, especializadas em um ou dois tipos de antenas. Contudo, em São Paulo, destacam-se duas grandes fabricantes: a Thevear e a Amplimatic. A Thevear prioriza o mercado de antenas de TV, apresentando, neste setor, pelo menos cinco modelos de maior peso, com alcances de recepção na faixa de 30 a 150 km (principalmente UHF). Os modelos comercializados pela Amplimatic também cobrem faixa de alcance semelhante, mas a sua linha de antenas é mais ampla: inclui ainda vários modelos para recepção de FM a distâncias de 30 a 100 km da estação transmissora; antenas especiais para TV do tipo "espinha de peixe" e monocalais de faixa baixa e alta, para UHF.



Antena com mastro auto-suportável da Amplimatic, para transmissão de sinais na faixa de 0,2 a 25 MHz.



J. Marquez, da Olimpus.

Na área de antenas externas, a Amplimatic utiliza como apelo comercial de maior força o processo de fabricação que utiliza: a linha selada. Nele, as varetas são ligadas entre si sob pressão e, do mesmo modo, com os seus respectivos contatos, eliminando parafusos e rebites. A mesma coisa acontece na ligação dos contatos com a linha de comunicação da antena. "Através da linha selada resolvemos um grande problema das antenas externas: o de sua vida útil, que é limitada pela quantidade de contatos que possui — quanto maior o número, menor a duração" — enfatiza Augustin Thomas Woelz.

Antenas para autos — As antenas utilizadas pelos automóveis geralmente são baseadas no modelo Marconi de um quarto de onda. O seu maior problema está no comprimento que, tecnicamente, deve ser de alguns metros em AM e menos de 1 m em FM.

A solução tradicional para este incômodo tem sido encurtá-la, utilizando como compensação uma bobina de carga em sua base. Outro problema, de solução às vezes muito difícil, refere-se à localização da antena; na maior parte das frequências, o ponto ideal de instalação é o centro da capota, mas os usuários resistem a isso — o que já provocou uma acomodação por parte das montadoras de veículos, que resignadamente as instalam nos pára-lamas ou regiões próximas.

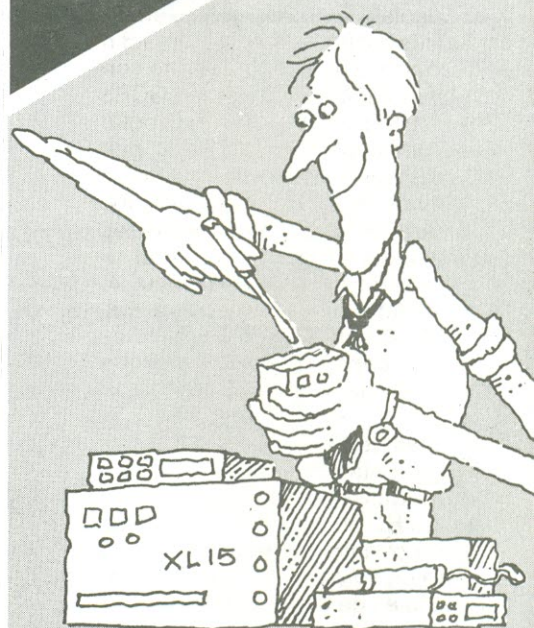
Da mesma forma que as fabricantes de antenas internas de TV, as de veículos mantêm contratos de fornecimento com dezenas de pequenos empresários, que produzem segundo especificações e desenhos por elas fornecidos. A diferença é que, muitas vezes transformada num acessório de lu-

xo dos veículos, ou numa necessidade técnica, devido aos novos rádios que estão sendo comercializados, estas antenas criaram no Brasil um mercado considerável. "Se incluirmos aquelas que são vendidas para as montadoras, o mercado representará aproximadamente 500 mil por mês" — informa José Marquez, diretor comercial da Olimpus, a principal fabricante do setor.

Outro fator de ampliação do mercado, ainda segundo Marquez, "são os atos de vandalismo, através dos quais milhares de antenas são destruídas diariamente no país". Trata-se de um problema tão grave que, segundo ele, tem motivado o desenvolvimento de modelos que dificultem a projeção do telescópio sem o auxílio de chaves especiais. Contudo, além de fugir dos vândalos, os proprietários de automóveis — ou pelo menos aqueles que se dispõem a substituir as antenas originais — têm demonstrado uma tendência muito grande para a sofisticação. Farejando estes novos ventos, as empresas, como a Olimpus, estão decididas a entrar de cabeça neste mercado. Nesta faixa, por sinal, ela possui três modelos muito vendidos no primeiro semestre de 86: a automática, a semi-automática e a euroantena, todas para recepção de AM e FM. A vantagem da euroantena é que ela procura resolver o problema do excesso de interferência: é instalada na coluna e não no pára-lama do carro.

A Amplimatic, que atua também neste setor, oferece um modelo igualmente sofisticado de antena: uma amplificadora de faixa larga, para OM, FM e OC, dotada de controle variável de ganho. Este recurso possibilita que o próprio motorista melhore o ganho de sua antena para áreas onde os sinais sejam extremamente fracos.

**MONTAGENS
INÉDITAS!**



É o que você encontra todo mês em **Nova Eletrônica**. Instrumentos de bancada, circuitos para áudio, dispositivos de uso industrial e sistemas de aplicação geral. Utilizando sempre novos componentes, de fácil aquisição, as montagens são testadas no laboratório da revista e só então liberadas para publicação. O carimbo "aprovado" garante a qualidade das montagens.

NOVA ELETRÔNICA

TRADIÇÃO DE EXPERIÊNCIA
E CONSTANTE ATUALIZAÇÃO

Medição de ruído na comunicação por rádio

Para minimizar o efeito do ruído na comunicação é preciso conhecer suas fontes e dimensioná-lo face à informação

Quando transmitimos voz, dados ou vídeo, através de um meio, há sempre a possibilidade de introdução de ruído na informação. Portanto, para uma perfeita inteligibilidade da informação a ser recebida no final do sistema, temos que nos preocupar em manter um nível mínimo de ruído em relação ao nível do sinal de banda básica (BB), onde está contida a mensagem.

O ruído, de uma maneira geral, é caracterizado por sinais espúrios de natureza aleatória, com amplitude média constante ou na forma de picos isolados, preenchendo todo o espectro da BB, como mostra a figura 1. A rigor, não tem nenhuma relação com a informação transmitida, a menos que ocorra a intermodulação no sistema. O nível do ruído pode chegar a ser superior ao da mensagem recebida, provocando distúrbios ao ponto de mascarar a por completo. Através de medições, podemos determinar a intensidade do mesmo e, a partir daí, aplicar certos procedimentos e cuidados que possibilitem reduzir parte dele. Mas, uma vez agregado à informação, torna-se impossível eliminá-lo totalmente.

Neste artigo, descreveremos as principais fontes de ruído, como medir o NPR, como achar o valor da S/R e como determinar o ruído por intermodulação, um dos nossos principais obje-

tivos. A potência total do ruído que aparece no espectro da BB ou dentro do canal de voz, na recepção do sistema, é gerada por diversas fontes, tanto internas como externas. A figura 2 ilustra as principais fontes e o tipo de ruído gerado num sistema de telecomunicações (no caso, por rádio).

Ruído total — Na prática, por motivos técnicos e econômicos, há casos em que não se deseja manter os altos padrões de S/R, citados nas Recomen-

dações do CCIR, pois estes são válidos na maioria das vezes para circuitos internacionais. Por exemplo, nas redes telefônicas privadas locais, ou para serviços móveis, pode ser tolerado um nível de ruído bem maior, desde que não venha a comprometer a qualidade do sistema. Na Tabela 1 são fornecidos alguns limites práticos toleráveis que definem a qualidade na saída do sistema. O ruído total, para ligação ponto a ponto, é uma somatória de todas as potências de ruído geradas ao longo da rota, como veremos a seguir:

$$RTO = RIT + RTF + RTV + RE + RIF \quad (1)$$

O ruído total máximo permitido no final de uma rota pode ser previsto teoricamente da seguinte maneira:

1. Para rotas com comprimento superior a 240 km ($D \geq 240$ km), é calculado como sendo $RTO = (3 \cdot D) \text{ PWOP}$, ou seja, 3 PWOP por quilômetro.
2. Para enlace curto ($D \leq 60$ km), pode ser estimado, num caso muito pessimista, como sendo $RTO = (3 \cdot D + 200) \text{ PWOP}$. Por exemplo, para um enlace operando na faixa de SHF, com comprimento de 55 km, no final do sistema é prevista uma potência de ruído total de: $((55 \cdot 3) + 200) \text{ PWOP} = 165 + 200 = 365 \text{ PWOP}$.

O ruído é classificado de acordo com a fonte que o gera, ou seja, do meio onde se manifesta com maior incidência. Assim, temos: ruído por intermodulação (RIT), ruído térmico fixo (RTF), ruído térmico variável (RTV), ruído de eco (RE) e ruído interferente (RIF).

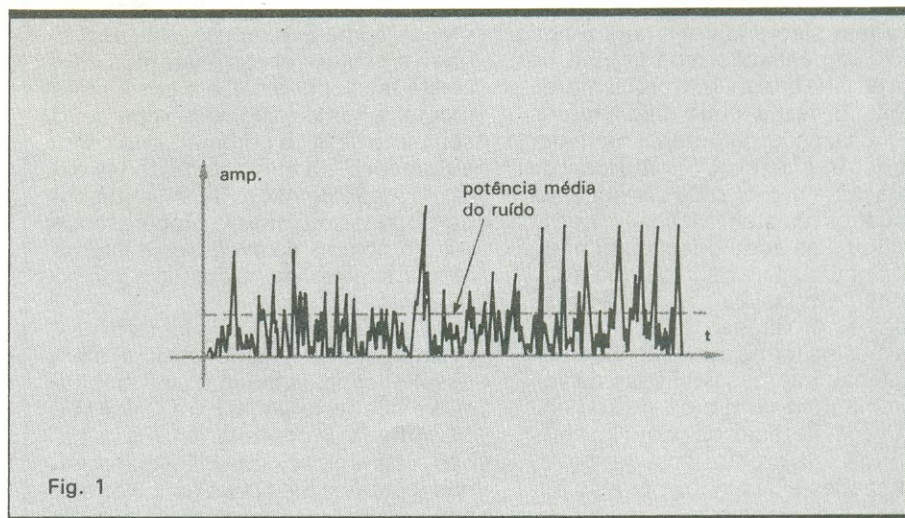


Fig. 1
Distribuição do ruído no espectro da BB.

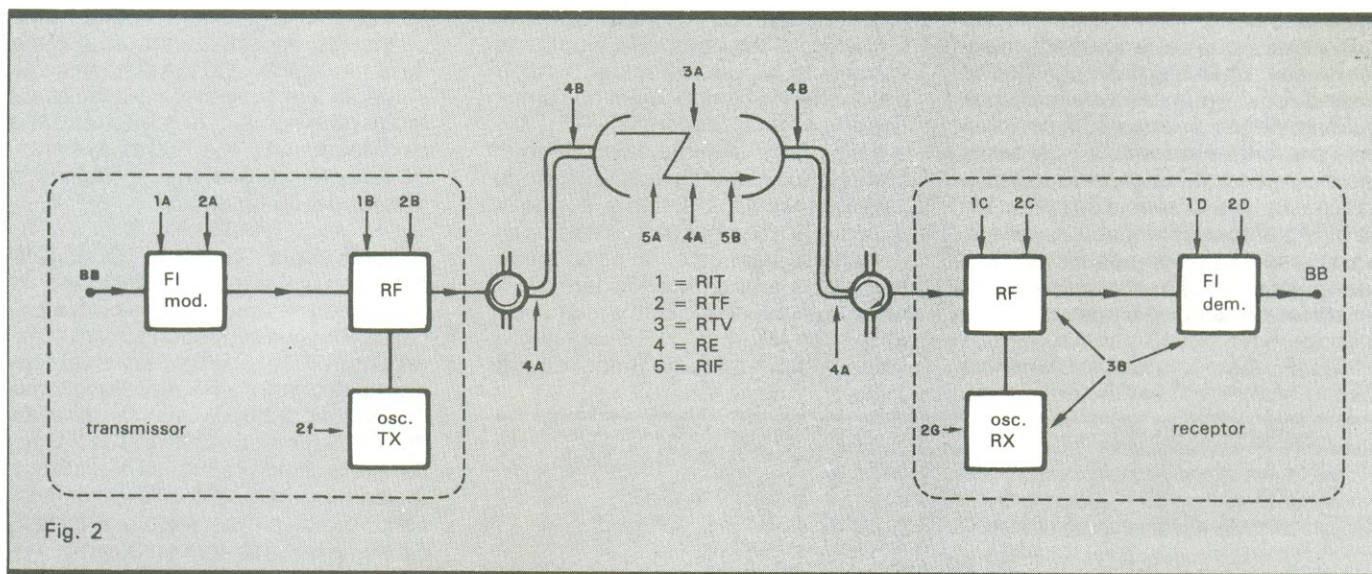


Fig. 2 Principais fontes geradoras de ruído em um transceptor (TX + RX).

Ruído por intermodulação — O ruído por intermodulação também conhecido por ruído de distorção, surge devido à não linearidade existente entre a entrada e saída do meio de transmissão e aumenta em função do número de canais em operação, ou seja, da carga. Para entender melhor como isto acontece, temos primeiramente que estudar o comportamento dos elementos com características de transferência lineares e não lineares.

Podemos classificar como elementos lineares todos os quadripolos com característica de transferência (saída x entrada) linear. Quando aplicamos na entrada de um desses elementos diversos tons, com frequências distintas, mesma amplitude e espaçados entre si por intervalos iguais, na saída do sistema temos os mesmos tons, ocupando as mesmas posições, como foram aplicados na entrada, não havendo entre eles batimento ou heterodinação, como no exemplo da figura 3a. Portanto, quando não há alteração na forma do sinal na saída em relação à forma de entrada, dizemos, por definição, que o meio em teste é puramente linear.

Por outro lado, quando o meio em teste não é linear (fig. 3b), o mesmo não acontece. Ao aplicarmos na entrada diversos tons com frequências diferentes e mesma amplitude, na saída teremos, além das frequências aplicadas, infinitas outras espúrias, resultantes do batimento entre as frequências aplicadas na entrada, tais como: $f_1 \dots f_5$, $f_1 + f_3$, $f_3 - f_1$, $f_4 + f_2$ etc. Estas formarão um espectro contínuo em torno das frequências injetadas, como se vê na figura 3b. Podemos exemplificar, como elemento não linear, um amplificador qualquer operando fora da região linear da curva de transferência, isto é, na região de saturação. Outro exemplo

é um modem operando fora da região linear da curva S, devido ao excesso de sinal na entrada do mesmo.

Se transmitirmos através de um meio não linear (de fase e de amplitude), não mais tons isolados, mas sim, uma portadora de RF modulada em FM por um sinal completo (por exemplo 960 canais de voz, multiplexados em FDM — fig. 4), aparecerá na saída do modulador um elevado número de bandas laterais, ou raias. Nesse caso, vamos ter o mesmo problema da intermodulação. Como se nota, o desempenho do meio de transmissão quanto à intermodulação é muito importante, principalmente quando enviamos através do meio sinais multiplexados em FDM. Supondo-se que não haja distorção, no final do sistema os canais de voz serão separados corretamente, mantendo as mesmas características com que foram aplicados na entrada.

Quando o sistema de transmissão

usado, ou parte dele, não é linear, há batimento ou heterodinação entre os canais, ocorrendo interação na informação contida em cada canal de voz e não sendo mais possível separá-los corretamente. Em função disso, na recepção do canal de voz em teste aparecerá uma potência de ruído proveniente dos demais canais que estão operando através do mesmo meio de transmissão (fig. 5). Como se pode perceber, o ruído por intermodulação que surge dentro de cada canal em teste aumenta em função do número de canais de voz em operação, ou seja, atinge o valor máximo quando estão operando todos ao mesmo tempo e também depende da não linearidade do meio de transmissão.

Ruído térmico fixo — O ruído térmico fixo, também conhecido por ruído de repouso ou intrínseco do equipamento, é gerado dentro das unidades, tan-

Nível de ruído que pode prejudicar a qualidade da voz e provocar irritação no ouvinte

Tabela 1

Potência do ruído na saída do RX, em relação à origem	Qualidade do canal em operação (voz)	Impressão sonora no ouvido do usuário
nível de potência em: dBmop		
- 60	boa	nenhuma
- 50	razoável	valor quase imperceptível
- 40	sofrível	permite boa inteligibilidade
- 30	péssima	ruído muito audível — diminui a inteligibilidade

to do lado do TX como do lado do RX. O RTF é causado pelo movimento aleatório das cargas elétricas que ocorre em todos os componentes eletrônicos quando circula a corrente, e, por isso, está presente em todas as unidades que compõem o sistema de transmissão, mesmo na ausência de carga. Esse movimento desordenado, ou aleatório, no interior dos componentes, libera energia térmica que tende a aumentar com a elevação da temperatura, formando uma reação contínua.

O RTF é gerado na maior parte nos

amplificadores de RF, FI e BB, quando o nível do sinal é de baixa amplitude. Ao mesmo tempo que o sinal, também é amplificado o ruído. Além dos amplificadores, os osciladores de RF (TX + RX), principalmente os osciladores controlados a cristal, também introduzem muito ruído no sistema, devido ao movimento mecânico de suas placas. O modem, além do ruído por intermodulação, ainda gera ruído térmico, o mesmo acontecendo com o misturador do lado do receptor. O RTF caracteriza-se por ser um ruído de fundo, do tipo

de um chiado ou fritura, que ouvimos quando estamos utilizando um sistema de comunicação a longa distância. Ele aumenta em função da elevação da temperatura ambiente do recinto onde o equipamento (TX + RX) está operando e independe da carga do sistema e da atenuação do enlace.

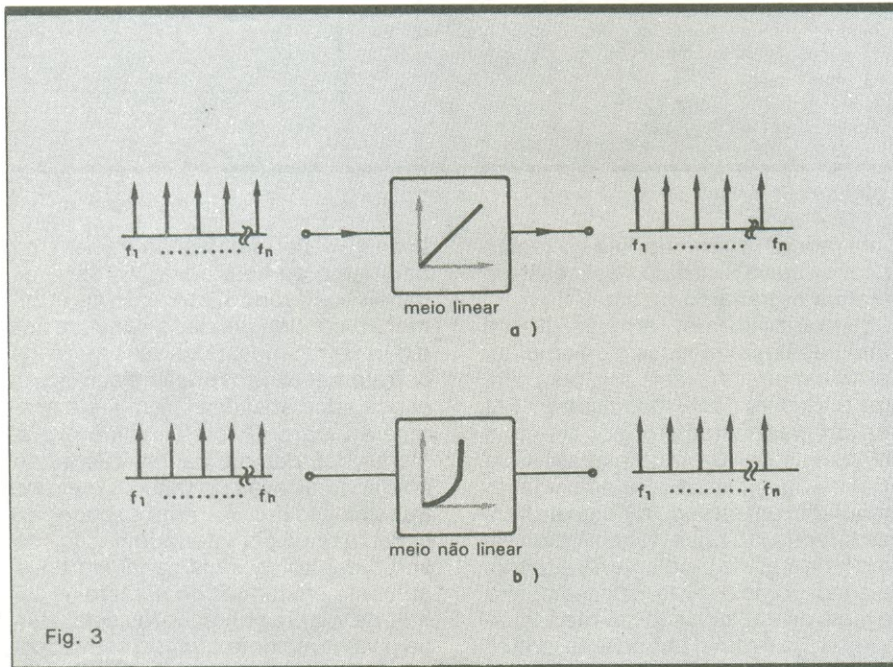
Ruído térmico variável — O ruído térmico variável é mais pronunciado na entrada do receptor, onde o nível do sinal de RF recebido é muito baixo. Neste ponto, o RTV varia inversamente com o nível do sinal de RF recebido, como ilustra a figura 6; daí sua designação de “ruído térmico variável”. O RTV pode ser percebido na prática quando sintonizamos um receptor de FM doméstico. Fora de sintonia, é muito forte e, à medida que nos aproximamos da frequência de sintonia, o ruído nos altofalantes vai diminuindo até desaparecer por completo.

A intensidade do RTV depende das condições de propagação do sinal de RF, tais como *fading* e atenuação. Esta, por sua vez, depende diretamente do comprimento do enlace, da frequência de operação e do comportamento do meio físico compreendido entre as duas antenas. O RTV é função, em grande parte, da figura de ruído na entrada do receptor, a qual é gerada no amplificador de RF e no pré-amplificador de FI.

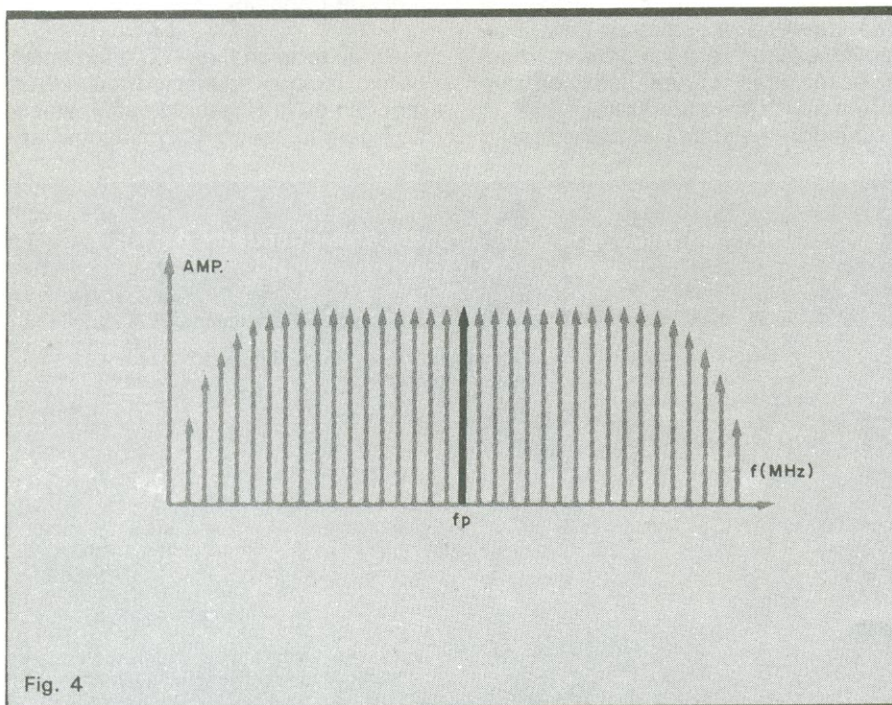
Quando o sinal de RF recebido é muito baixo, próximo do limiar de recepção, onde está só uns 20 dB acima do ruído, o nível do ruído na saída do receptor aparece muito alto, pois temos na entrada praticamente só ruído. Nessa situação — região “A” da figura 6 —, a relação sinal/ruído é muito baixa, 30 dB. À proporção que o sinal de RF na entrada do receptor aumenta, o ruído térmico variável diminui inversamente, obedecendo a uma variação linear na região “B” da curva da figura 6, e a relação S/R melhora, em média, 1 dB para cada dB de aumento no nível de RF presente na entrada do receptor. Quanto o nível de RF aumenta a ponto de saturar a entrada do receptor (região “C”), o RTV torna-se desprezível, predominando só o ruído térmico fixo e o ruído por intermodulação.

Ruído de eco — O ruído de eco pode ser provocado por descasamento de impedância e por multipropagação. O ruído por descasamento ocorre devido à existência de irregularidades nos guias de ondas e cabos que alimentam a antena e devido ao descasamento nos pontos de conexão dos guias ou cabos com os equipamentos ou com as antenas, provocando reflexões (ecos).

O fenômeno da reflexão é de parti-



Exemplos de meios lineares e não lineares.



Espectro ocupado por uma portadora de RF modulada em FM.

cular importância, principalmente quando o sinal transmitido é modulado em FM, devido ao atraso de grupo e à intermodulação. Uma parcela do sinal refletido por descasamento retorna à fonte geradora, sendo novamente refletida, agora fora de fase em relação ao sinal que está sendo emitido, formando um movimento contínuo de vaivém. Nos equipamentos que operam na faixa de VHF/UHF, 90% do ruído de eco é gerado por descasamento.

O ruído por reflexão, por sua vez, ocorre devido aos múltiplos caminhos que o sinal de RF percorre entre as duas antenas. Uma parte do sinal de RF que deixa a antena transmissora atinge a antena receptora diretamente, e a outra parte do sinal atinge-a após ter sofrido múltiplas reflexões em obstáculos posicionados ao longo do trajeto, como ilustra a figura 7. O sinal que sofreu reflexão irá atingir a antena receptora um certo tempo após, ou seja, será recebido defasado (eco) em relação ao sinal que se propagou diretamente. O ruído de eco (descasamento + multipropagação) aparece na saída do sistema dentro da BB.

Ruído interferente — O ruído interferente é provocado por fontes externas ao equipamento de rádio, posicionadas no percurso compreendido entre as duas antenas. É dividido em: ruído ambiente, ruído de co-canal e ruído de canal adjacente.

Ruído ambiente — Normalmente são ruídos gerados pelo homem, embora também possam ser produzidos por descargas atmosféricas. Entre eles temos: ruídos produzidos por mau funcionamento de aparelhos elétricos, motores, luminárias defeituosas, motores de carro e fontes de alimentação, principalmente do tipo chaveada. Esse tipo de ruído é minimizado ou até totalmente eliminado pela atuação do limitador do receptor de FM.

Ruído de co-canal — É gerado por interferência num enlace, quando sinais interferentes ocupam exatamente a mesma faixa de frequência da informação de RF recebida. O sinal de co-canal é provocado por batimento entre os sinais de RF presentes na entrada do receptor, operando na mesma frequência. Pode ser minimizado usando-se um plano de frequência bem mais elaborado.

Ruído de canal adjacente — É gerado por interferências que ocorrem ao longo da rota, quando um sinal de RF interferente ocupa uma faixa de frequência adjacente ao canal recebido. O ruído de canal adjacente surge com maior evidência em regiões muito congestionadas, onde há diversos entroncamentos de rotas, como o ponto B da figura 7, e temos diversos TX e RX operando

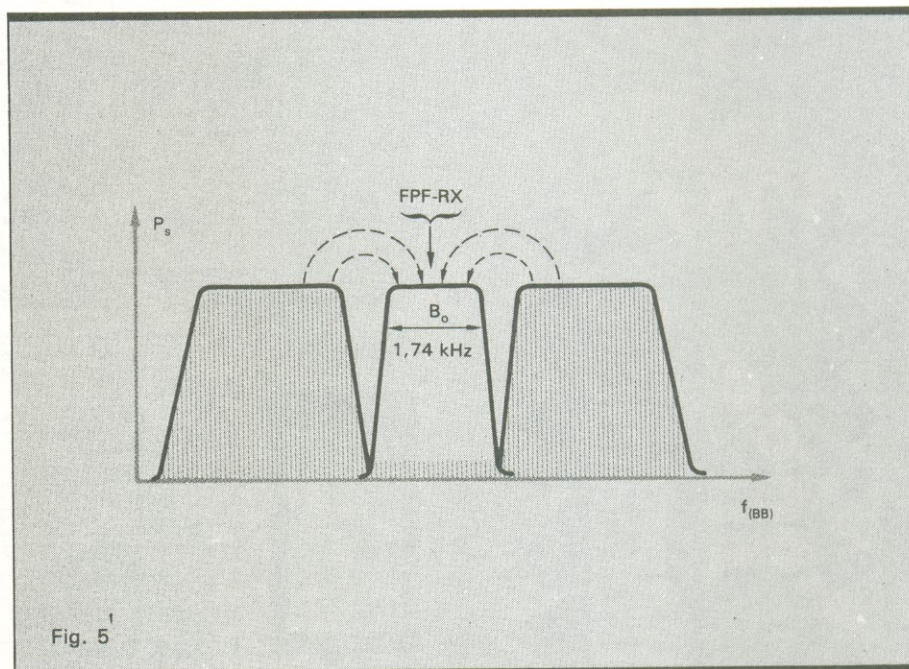
em frequências próximas, causando interferência do TX no RX da mesma estação ou em estações vizinhas. Esse tipo de ruído aumenta em função do número de canais de RF em operação na mesma região.

Principais unidades usadas — Nas medidas usadas para determinar-se o valor do NPR e do S/R, são usadas diversas unidades, e cada qual diz respeito a um nível absoluto ou de referência,

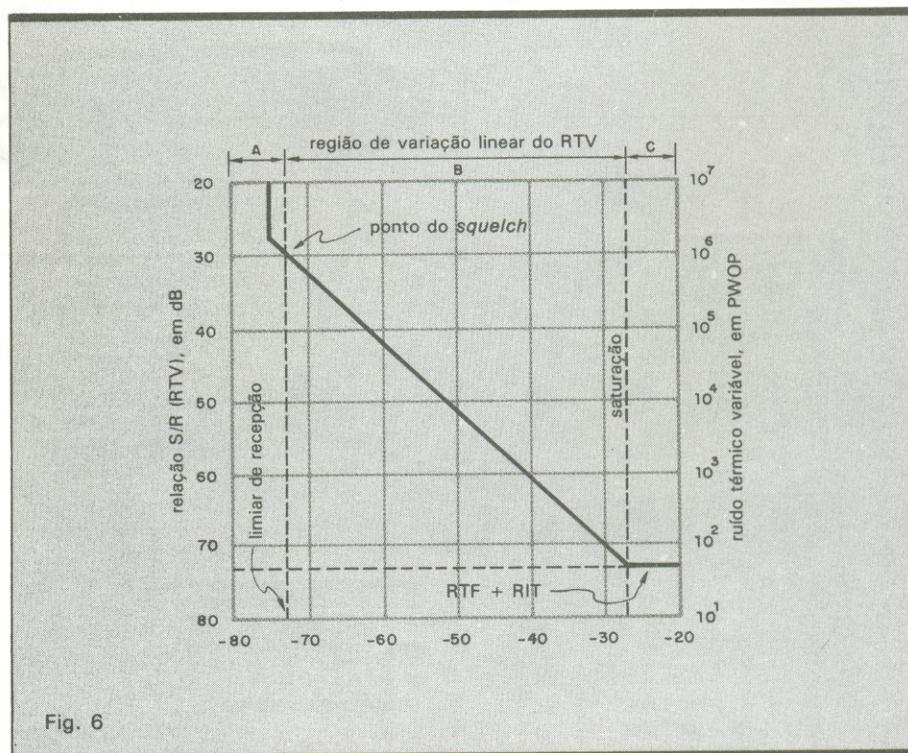
representados por uma unidade particular. As unidades mais usadas são: dBm, dBr, dBmo e dBmop.

Definição de dBm — Da definição $\text{dBm} = 10 \log P_1/P_0$, o nível de potência pode ser expresso como a razão entre uma potência qualquer (P_1) e um valor de referência fixo, tomado como padrão (P_0).

Em telecomunicações, a potência de referência é tomada como sendo de



Banda passante do FRF no TX e do FPF no RX.



Variação do RTV em função do nível recebido.

1 mW ($P_0 = 1 \text{ mW}$), o que corresponde a 0 dBm. Dada uma certa potência P_1 (mW), podemos determinar o seu valor correspondente em dBm, substituindo os valores fornecidos na fórmula. Resulta, portanto, que $N \text{ dBm} = 10 \log P_1$. Um nível de +30 dBm significa que o sinal está 30 dB acima de 1 mW. Em termos de potência, isso corresponde a 1 000 vezes mais que 1 mW, ou seja, corresponde a 1 W. Por sua vez, o nível de -20 dBm quer dizer

20 dB abaixo de 1 mW, ou seja 100 vezes menos que 1 mW, o que corresponde a $10 \mu\text{W}$.

A Tabela 2 permite-nos converter dBm em pW ou em mW ($1 \text{ mW} = 1 \cdot 10^9 \text{ pW}$) e vice-versa. Por exemplo, um nível de -64 dBm corresponde a uma potência de $3,98 \cdot 10^{-2} = 398 \text{ pW}$; e $25 \text{ pW} = -76 \text{ dBm}$.

Definição de dBr — Esta unidade é usada para indicar a atenuação ou ga-

nho experimentado por um tom de teste, ou por um canal de voz, entre dois pontos. Se tomarmos o ponto onde o sinal está sendo aplicado como referência e atribuírmos a ele o valor 0 dB como referência (0 dBr), o nível do tom de teste em qualquer ponto ao longo do sistema estará sempre relacionado com essa referência, como na figura 8. Isto não significa dizer que o ponto de nível relativo zero (0 dBr) deva necessariamente ficar dentro do sistema, podendo até ficar fora do mesmo. O que interessa é conhecer a diferença de níveis entre os demais pontos e a referência.

Como se pode perceber, o nível em dBr não está relacionado com a potência absoluta, mas, sim, com um nível relativo. Em sistemas de telecomunicações, o nível do canal de voz é tomado geralmente com referência à entrada de dois fios da Central Interurbana — IU ou Central de Trânsito, da figura 9. Todos os níveis do canal ao longo da rota são sempre tomados com referência a esse ponto, sendo sua unidade 0 dBr, ou seja, dB relativo à origem.

Nos sistemas de transmissão via rádio, para 960 canais, de acordo com as normas CCIR—CCITT, o tom de teste ou canal de voz, aplicado no ponto zero (ponto A) da figura 9, chega na entrada do equipamento (ponto B) com um nível de 45 dB abaixo da origem, ou seja, com -45 dBr. Isto significa que o sinal da origem até a entrada do equipamento de rádio sofreu uma atenuação prévia de 45 dB.

Definição de dBmo — O dBmo é definido como o nível de potência absoluta referente a 1 mW aplicado no ponto de nível zero (origem). Nos sistemas de transmissão, além da informação que se deseja enviar de um ponto a outro, existem sinais auxiliares, tais como tom de teste, piloto de sinalização e piloto de nível do Mux etc., aplicados na origem.

A fim de permitir a indicação do nível do sinal auxiliar na origem, utiliza-se a unidade dBmo. Ela indica o nível de potência absoluta dos sinais auxiliares no ponto de nível zero da informação. Por exemplo, se no ponto A da figura 8 for aplicado um tom de teste, com um nível absoluto de -8 dBm, qualquer ponto do sistema de transmissão irá aparecer com um nível de -8 dBmo, conforme podemos ver nas figuras 8 e 9. O sufixo "o" significa que o nível de -8 dBm está referenciado à origem. Assim, o nível de potência absoluta, em qualquer ponto ao longo da rota, pode ser convertido em potência, ou seja, $\text{dBmo} \leftrightarrow \text{PWO}$.

Definição de dBmop — O dBmop é o nível de potência absoluta relativo à

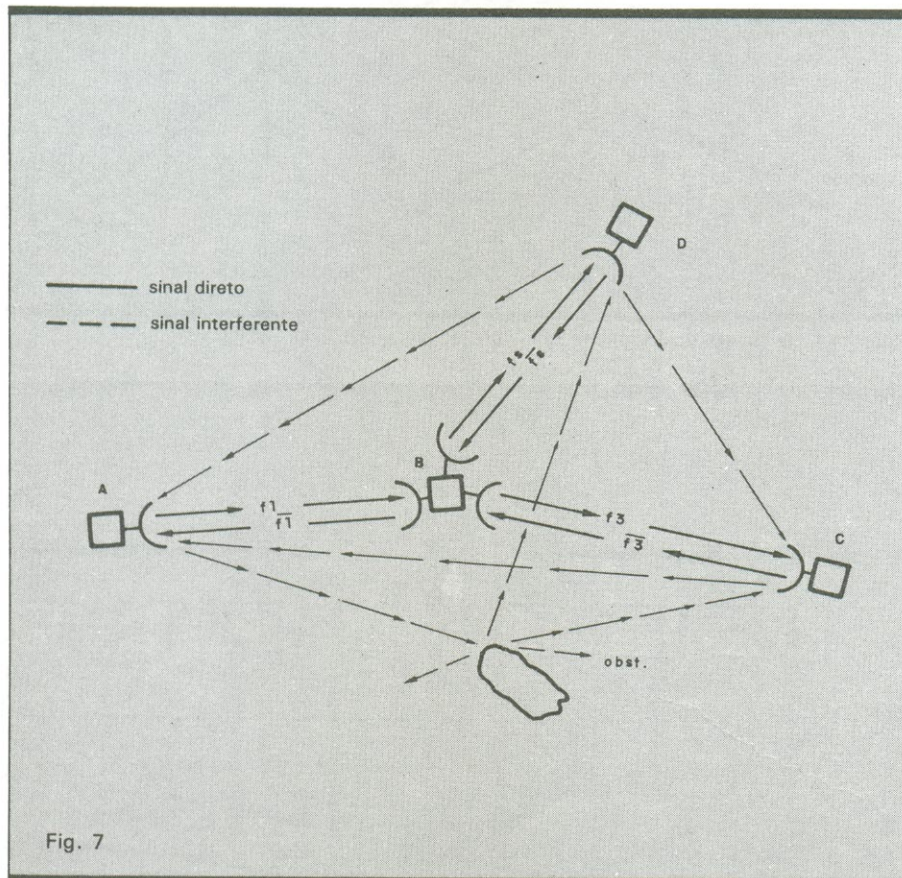


Fig. 7

Sinais interferentes de co-canal e de canal adjacente.

Conversão de nível de ruído de pW para dBm e vice-versa
TABELA 2

dez. unid.	-30	-40	-50	-60	-70	-80
0	$10 \cdot 10^5$	$10 \cdot 10^4$	$10 \cdot 10^3$	$10 \cdot 10^2$	$10 \cdot 10$	10 pW
-1	$7,95 \cdot 10^5$	$7,95 \cdot 10^4$	$7,95 \cdot 10^3$	$7,95 \cdot 10^2$	$7,95 \cdot 10$	7,95 pW
-2	$6,31 \cdot 10^5$	$6,31 \cdot 10^4$	$6,31 \cdot 10^3$	$6,31 \cdot 10^2$	$6,31 \cdot 10$	6,31 pW
-3	$5,02 \cdot 10^5$	$5,02 \cdot 10^4$	$5,02 \cdot 10^3$	$5,02 \cdot 10^2$	$5,02 \cdot 10$	5,02 pW
-4	$3,98 \cdot 10^5$	$3,98 \cdot 10^4$	$3,98 \cdot 10^3$	$3,98 \cdot 10^2$	$3,98 \cdot 10$	3,98 pW
-5	$3,16 \cdot 10^5$	$3,16 \cdot 10^4$	$3,16 \cdot 10^3$	$3,16 \cdot 10^2$	$3,16 \cdot 10$	3,16 pW
-6	$2,51 \cdot 10^5$	$2,51 \cdot 10^4$	$2,51 \cdot 10^3$	$2,51 \cdot 10^2$	$2,51 \cdot 10$	2,51 pW
-7	$2,00 \cdot 10^5$	$2,00 \cdot 10^4$	$2,00 \cdot 10^3$	$2,00 \cdot 10^2$	$2,00 \cdot 10$	2,00 pW
-8	$1,59 \cdot 10^5$	$1,59 \cdot 10^4$	$1,59 \cdot 10^3$	$1,59 \cdot 10^2$	$1,59 \cdot 10$	1,59 pW
-9	$1,26 \cdot 10^5$	$1,26 \cdot 10^4$	$1,26 \cdot 10^3$	$1,26 \cdot 10^2$	$1,26 \cdot 10$	1,26 pW

Níveis na entrada do TX para sistemas com capacidade entre 12 e 2 700 canais de voz

Tabela 3

1	2	3	4	5
Número de canais de voz em operação	Nível de potência relativa na entrada da BB do TX em dBr	Nível de carga nominal (FHD) em dBmo (PNC)	Fator de ponderação - YN em dBmop	Nível de potência dos 'N' canais (PNC) na entrada do TX, em dBm
12	-45	3,32	11,0	-41,7
12	-45	3,32	11,0	-41,7
24	-45	4,52	12,9	-40,5
60	-45	6,11	15,9	-38,9
120	-45	7,32	17,19	-37,7
240	-42	8,52	18,76	-33,5
300	-42	9,77	17,74	-32,3
600	-42	12,78	18,86	-29,3
960	-45	14,82	18,84	-30,2
1 260	-37	16,00	19,03	-21,0
1 800	-37	17,55	18,99	-19,5
2 700	-37	19,31	19,09	-17,7

canal telefônico usado não será ocupado ou carregado continuamente, mas só cerca de 25% do tempo que durar a conversação. Isto equivale a dizer que apenas um quarto (1/4) dos N canais estão sendo usados continuamente. A potência dos N canais (PNC) pode ser determinada através da sequência:

$$PNC \text{ (dBmo)} = PC + 10 \log N$$

Considerando-se $N = 1/4$, temos:
 $PNC = PC + 10 \log N/4 \rightarrow -10 \text{ dBm} + 10 \log N - 10 \log 4 \rightarrow -10 - 6 + 10 \log N \therefore PNC \text{ (dBmo)} = -16 + 10 \log N$

Ao valor da potência é adicionado um nível +1 dB, devido a diversos sinais auxiliares que trafegam através do mesmo meio, como, por exemplo, piloto de sinalização, piloto de canal e piloto de alinhamento do MUX. Assim, temos uma potência média de:

$$PNC \text{ (dBmo)} = -16 + 1 + 10 \log N \rightarrow -15 + 10 \log N \quad (4)$$

A equação (4) é válida para um sistema com $240 < N \leq 2\,700$ canais. Para sistemas com capacidade de $12 \leq N \leq 240$ canais, a potência média do carregamento é expressa pela equação (5):

$$PNC \text{ (dBmo)} = -1 + 4 \log N \quad (5)$$

Onde:

PNC = fator de carga, ou fator de FHD, correspondente à potência média de todos os canais em operação.

PC = potência média de um canal, aplicada na origem, que normalmente é de -10 dBm ou 0,1 mW.

N = número de canais em operação.

Por exemplo, num sistema operando com 960 canais ($N = 960$), multiplicados em FDM, temos um nível de potência nominal, ou FHD, de:

$$PNC = -15 + 10 \log 960 \rightarrow -15 + 10 \cdot 2,52 = -15 + 25,2 = 10,2 \text{ dBmo}$$

Para um sistema com 24 canais:

$$-1 + 4 \log 24 \rightarrow -1 + 4 \cdot 1,38 = -1 + 5,52 = 4,52 \text{ dBmo}$$

Na Tabela 3, coluna 3, temos os valores do nível de potência nominal para os arranjos de canais telefônicos de uso mais comum. Como podemos ver no diagrama de níveis da figura 9, o sinal, da origem até a entrada do equipamento de rádio, sofreu uma atenuação de 45 dB; assim na entrada da BB do equipamento de rádio devemos aplicar, para 960 canais, um nível de potência absoluta de: $-45 \text{ dBr} + 14,8 \text{ dBmo} \rightarrow -30,2 \text{ dBm}$. Para os demais sistemas, veja a coluna 5 da Tabela 3.

Definição do NPR — O NPR (*Noise Power Ratio* — relação de potência de ruído) é a relação, em dB, entre duas potências, P1 e P2, com a banda base totalmente carregada por uma carga de ruído branco*. O método de medida do NPR, usando-se o ruído branco como carga, permite-nos medir também a relação sinal/ruído (S/R) e a contribuição do ruído por intermodulação.

A medida do NPR é realizada da BB à BB do sistema de rádio, não sendo levado em consideração o ruído gera-

do por outras fontes, como o ruído do MUX e da central de comutação. O NPR está relacionado com a potência do ruído em banda larga, medida na saída do sistema P1 e o nível do ruído medido dentro da janela correspondente ao canal de voz P2. Assim, podemos definir o NPR como sendo a diferença entre dois níveis de potências P1 e P2 expressas em dBmop:

$$NPR \text{ (dB)} = 10 \log P1 - 10 \log P2 \quad (6)$$

Onde:

P1 = potência absoluta do ruído branco, medida na saída do receptor, com os FRF do receptor fora de ação, ou seja, em curto. O ruído P1 corresponde a todos os canais em operação, PNC, em PWOP.

P2 = potência absoluta do ruído que restou dentro da janela, correspondente ao canal de voz em teste. O ruído medido corresponde ao ruído total (RTO) medido na saída do receptor em ação, isto é, rejeitando-se o ruído na janela correspondente

* O termo "ruído branco" é usado para definir qualquer fonte capaz de gerar um espectro contínuo e uniforme de frequência desde 0 Hz até infinito (∞ Hz), onde estão posicionadas todas as frequências imaginárias do espectro. Está associado à analogia feita com o espectro ocupado pela luz branca ou visível, no qual estão contidas todas as cores primárias.

No dial do seu rádio, uma janela para o infinito

O primeiro de uma série de artigos sobre a escuta de rádio em ondas curtas — uma atividade que continua fascinando as pessoas em todo o mundo

DX — a sintonia de estações de rádio longínquas — entrou na era da telemática? Sim, mesmo que, para muitos, a radioescuta já esteja relegada a um passado remoto, devido à intensa influência da TV, o hábito de sintonizar as ondas de rádio está mais vivo do que nunca (fig. 1). Afinal, através delas temos uma perene fonte de informações

científicas, culturais e políticas, bastando apenas girar o dial do nosso rádio.

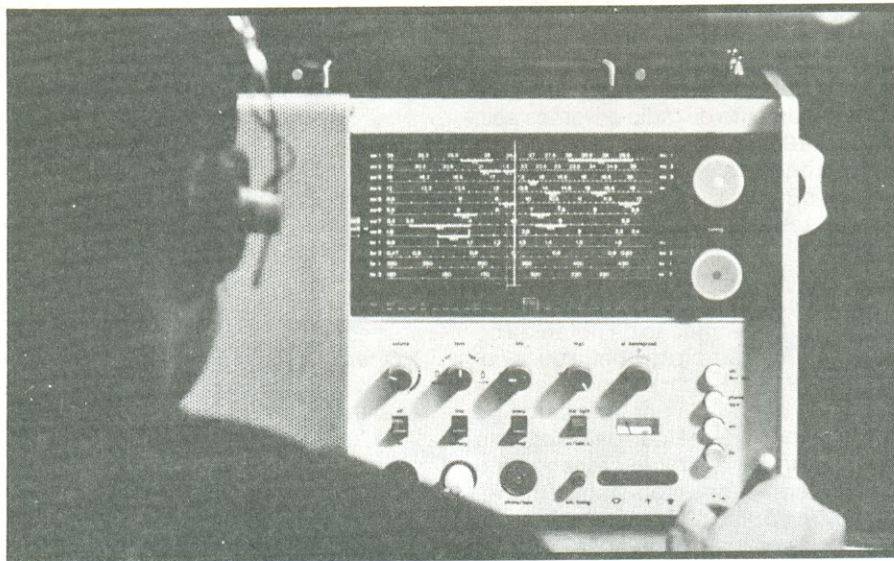
Por este motivo NE inicia a partir deste número uma seqüência de artigos, para que você possa penetrar no fabuloso mundo do DX, tornando-se o que costumamos chamar de *coruja inveterado*. Enfim, o dial do seu rádio é

uma janela para o infinito. Senão, vejamos.

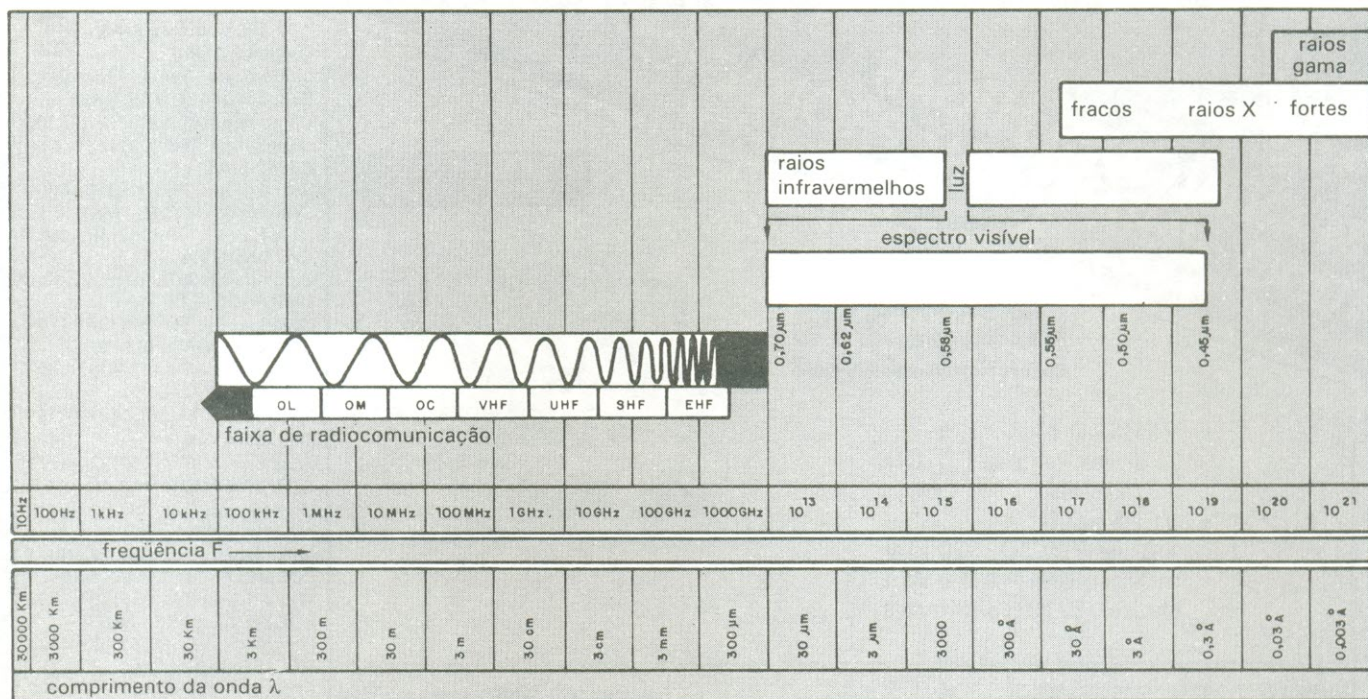
Noções básicas sobre transmissão e recepção — Para que se possa operar corretamente, obtendo o máximo desempenho de um receptor, torna-se necessário conhecer preliminarmente algumas noções básicas que regem as transmissões e recepções das ondas de rádio.

A radiação eletromagnética — Qualquer circuito elétrico que opere com corrente alternada irradia no espaço uma certa quantidade desta energia na forma de ondas eletromagnéticas. As diversas porções da energia irradiada estão dispostas no chamado espectro eletromagnético. Assim, aumentando-se a freqüência de alternância e diminuindo-se o comprimento de onda, atinge-se a porção da radiofreqüência, ou, melhor dizendo, a porção do espectro eletromagnético destinado à radiocomunicação (fig. 2).

A radiopropagação — Os sinais de rádio propagados através da antena do transmissor apresentam características próprias. Assim, parte da energia irradiada é refletida na superfície terrestre, originando as chamadas ondas de superfície. As emissoras de radio-



Um rádio portátil com doze faixas que recebe todos os tipos de transmissões: FM, AM, ondas curtas, radioamadorismo e faixa do cidadão, SSB, sinais meteorológicos e da marinha e transmissões especiais.



Esquema do espectro da radiação eletromagnética.

Fig. 2

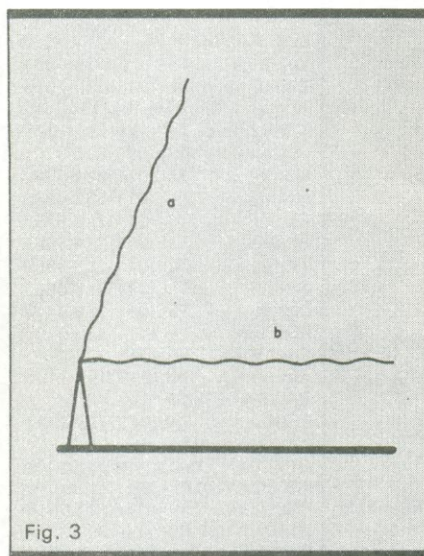


Fig. 3

Esquema da propagação das ondas de superfície e ionosférica: a) onda ionosférica; b) onda de superfície.

difusão em ondas médias e longas empregam a radiopropagação uma vez que, devido ao seu comprimento, ela torna possível a comunicação em distâncias de 150 a 300 km. O seu alcance aumenta, conseqüentemente, à medida que é diminuída a sua frequência, permitindo, desta forma, a cobertura de grandes áreas em frequências de 100 a 200 kHz (fig. 3).

As ondas de superfície são também muito importantes para operações em VHF (*very high frequency*) ou em frequências elevadas, onde estão as emissões em frequência modulada e TV. Entretanto, como se propagam

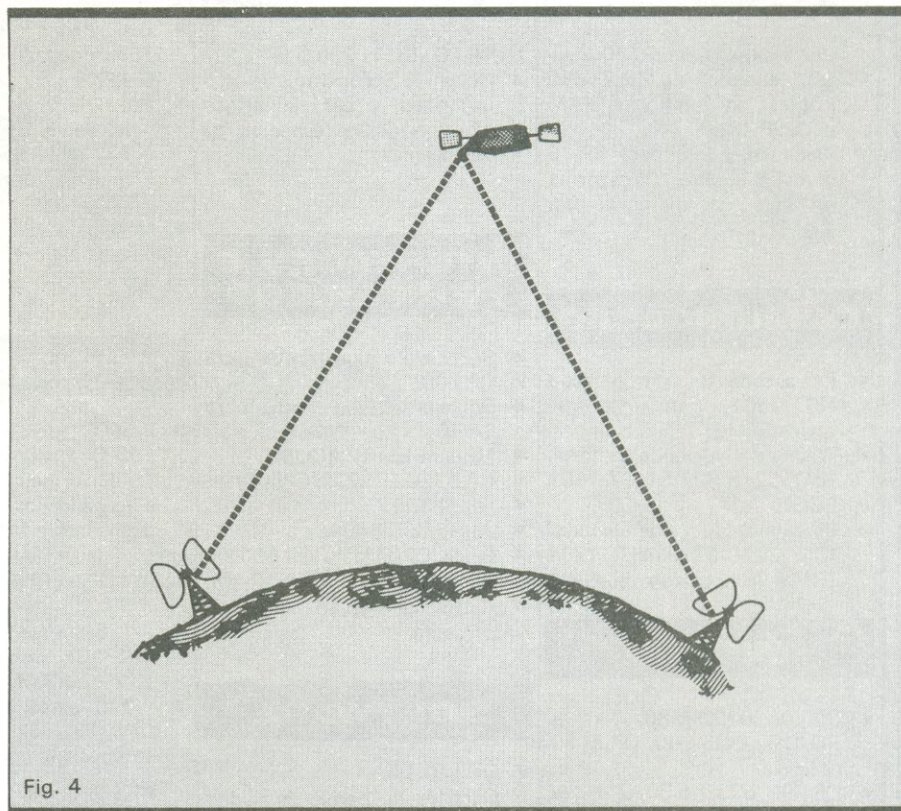


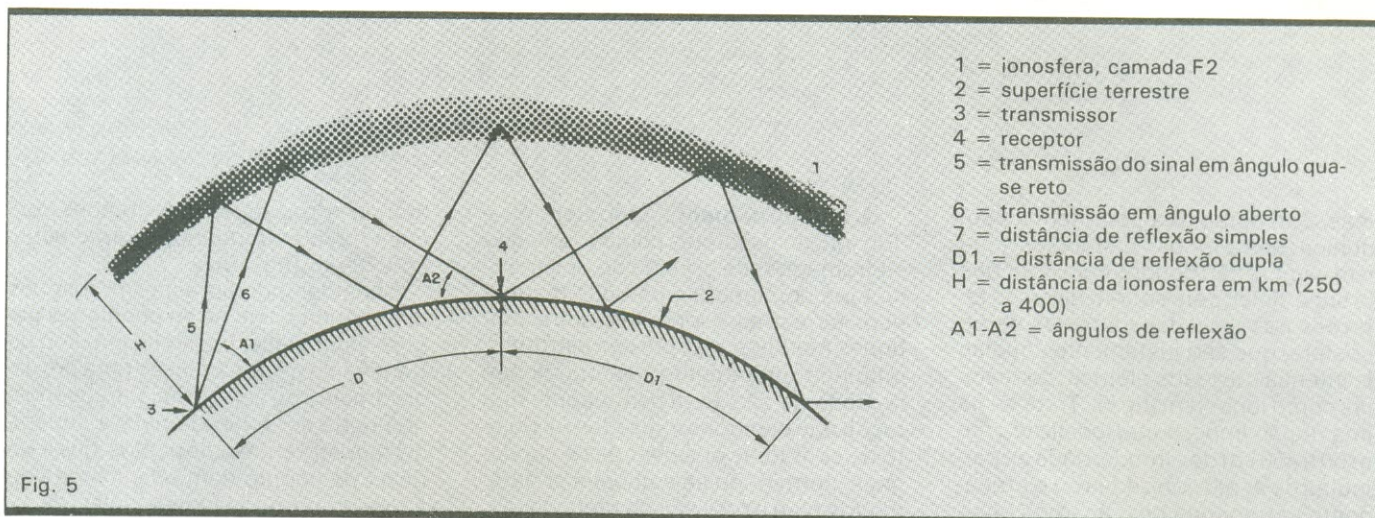
Fig. 4

Transmissão por meio de satélite.

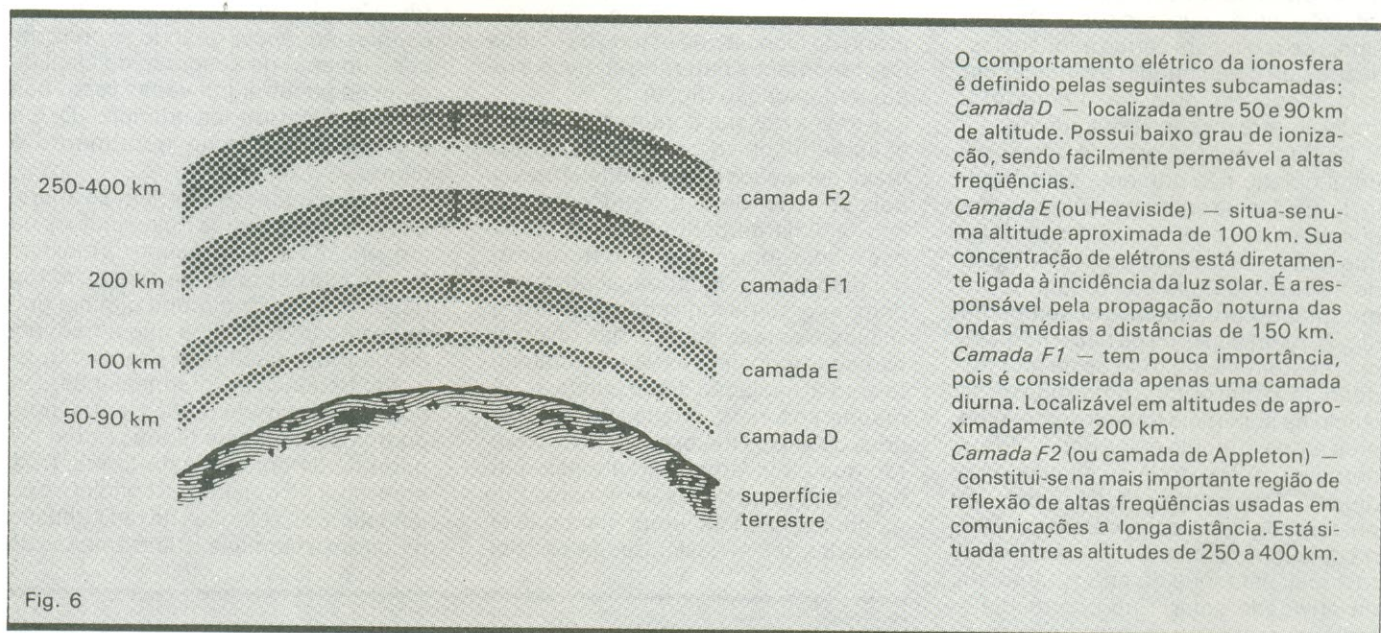
quase que em linha reta, seguindo apenas a curvatura terrestre, elas podem ser captadas de modo satisfatório somente quando não ocorre a interferência de obstáculos entre as antenas transmissora e receptora. Considerando-se ainda que operam em comprimentos de ondas ultracurtos, são bas-

tante permeáveis, de forma que, para serem retransmitidas ou refletidas para a superfície terrestre, é necessário intercalar na sua trajetória corpos sólidos, como, por exemplo, satélites artificiais (fig. 4).

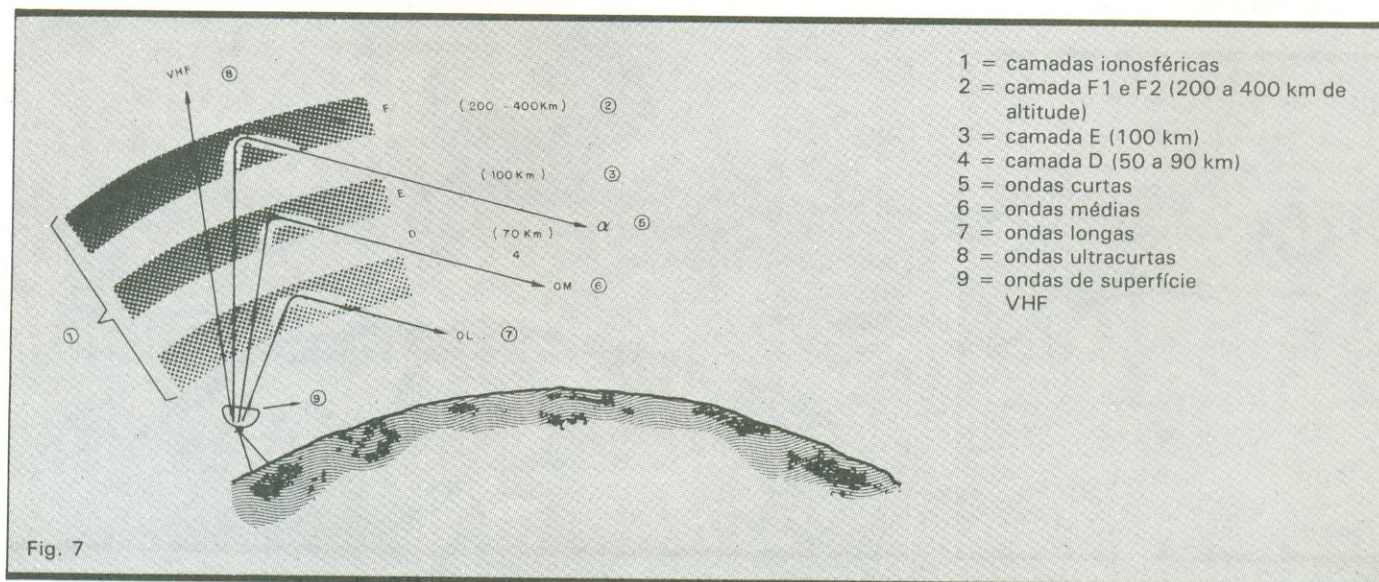
Por sua vez, a outra porção da energia irradiada origina as ondas ionosfé-



Os processos de reflexão das ondas de rádio na ionosfera.



Camadas da ionosfera.



Comportamento do sinal de rádio em função da frequência.

ricas. São estas que permitem as comunicações a longas distâncias (que nem sempre são obtidas com as ondas de superfície), pois sofrem diversas reflexões nas elevadas camadas da atmosfera, que são justamente aquelas de intensa atividade elétrica, conhecidas como ionosfera (fig. 5). Trata-se de uma região importante, localizada entre 50 e 450 km de altitude, onde as partículas de ar são ionizadas ou eletricamente carregadas pela ação da energia da luz solar (fig. 6). A camada que aí se forma permite, por conseguinte, reflexões para a superfície terrestre dos sinais de rádio para certas frequências, desde que o seu ângulo de incidência seja adequado, pois, caso contrário, poderão atravessar essa camada.

Desta maneira, o grau de reflexão é influenciado não somente pelo ângulo de incidência como também pela frequência. Com efeito, os sinais de rádio que incidem verticalmente em ângulo de 90° nem sempre são refletidos como quando projetados obliquamente (fig. 7). Além disso, os de baixa frequência refletem melhor que os de alta frequência, o que origina uma zona de silêncio na superfície terrestre entre uma área ainda atingida pelas ondas de superfície e outra, onde os sinais de rádio são novamente refletidos pela ionosfera (fig. 8). A zona de silêncio varia de acordo com o transcurso da hora, local, estações do ano e, também, da atividade solar. Sua ocorrência é maior durante o período noturno, sendo geralmente ampliada, à medida que se aumenta a frequência.

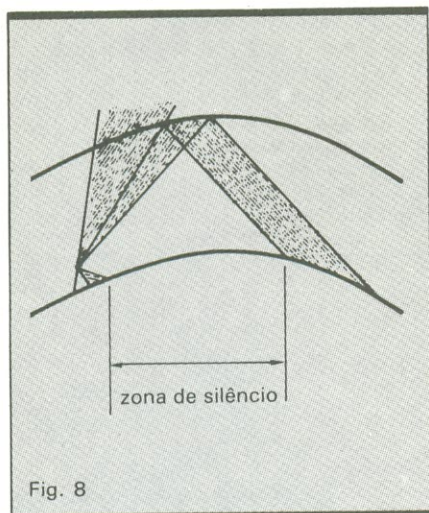


Fig. 8

Representação gráfica da zona do silêncio.

O comportamento ionosférico —

Em função de fatores como a radiação eletromagnética oriunda do Sol, movimentos do planeta e campos magnéticos terrestres, a ionosfera sofre contínuas modificações em sua estrutura, influenciando diretamente nas condições de transmissão. Esta permanente mutação das camadas ionizadas foi objeto de contínuas observações e sondagens, permitindo-se estabelecer parâmetros para a previsão da propagação, a exemplo do que se faz em meteorologia. Pode-se então dizer que a análise da propagação é um ramo especializado da ciência que estuda os efeitos dos fenômenos naturais relativos à radiocomunicação (fig. 9).

Através dessas contínuas observações, verificou-se que as camadas de maior densidade elétrica refletem os sinais de rádio de alta frequência, que são facilmente permeáveis às camadas menos ionizáveis, de forma que as condições de radiopropagação dependem do grau de ionização (Quadro 1). Assim, o estado elétrico das diversas camadas ionosféricas varia diretamente com a insolação diária aliada às camadas sazonais, criadas pelas estações do ano — maior nos meses de verão que de inverno. Durante este último, quando os dias são menores que as noites, há mais tempo para que as camadas sejam desionizadas, possibi-

litando a passagem de grandes porções de radiofrequência para o espaço exterior (fig. 10).

Considerando-se estas flutuações ionosféricas, têm-se as condições para se estabelecer um limite máximo de frequência de transmissão para um dado circuito, ou seja, a maior frequência que pode ser refletida para a superfície terrestre entre dois pontos, que é variável de acordo com as estações do ano e a própria atividade solar, denominada MUF (*maximum usable frequency*). Existe também uma mínima frequência utilizável ou LUF (*lowest usable frequency*), quando se considera o aumento de absorção do sinal de rádio ao penetrar por várias vezes nas camadas eletrizadas inferiores D, E e F1, cuja ocorrência geralmente é diurna.

As comunicações tornam-se impraticáveis em circuitos cujos índices de propagação estejam acima da máxima frequência utilizável, da mesma forma que a eficácia do circuito diminui gradativamente à medida que a frequência de transmissão cai abaixo daquela. Em frequências intermediárias, são possíveis comunicações entre dois pontos distantes do globo por um período de 24 horas. Desta forma, para aproveitar ao máximo as condições da ionosfera, as estações de radiodifusão recorrem a técnicas, como antenas de

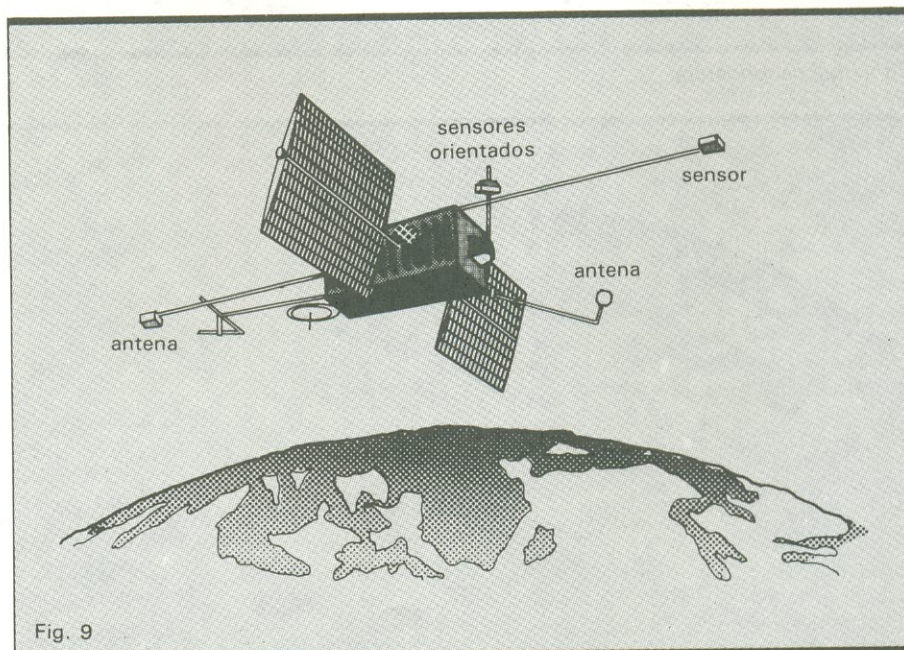


Fig. 9

Satélite artificial utilizado para pesquisas geofísicas. Atualmente, é um dos meios mais difundidos na exploração das altas camadas da atmosfera.

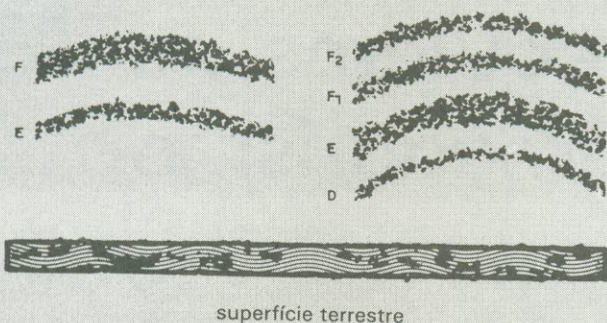


Fig. 10

Comportamento da ionosfera — à esquerda, durante à noite; à direita, durante o dia.

Principais efeitos ionosféricos sobre as ondas de rádio

Quadro 1

Os principais efeitos ionosféricos que influem sobre os parâmetros do sinal de rádio (por exemplo, frequência, amplitude, fase e direção de propagação) são os seguintes:

efeito	definição
absorção	Quando ocorre colisão entre os constituintes eletrificados da atmosfera e os elétrons livres que oscilam sob a influência da onda de rádio.
polarização	As ondas de rádio que se propagam são constituídas pelas ondas ordinárias e extraordinárias, que se polarizam elipticamente.
refração	É quando a direção de propagação é mudada devido à interposição de uma tênue camada ionizada.

Radiopropagação: carta de previsão em longa distância

Quadro 2

Circuito — Frankfurt (Alemanha Ocidental) a Nova Iorque (EUA)

máxima frequência utilizável (MUF) _____ 100 kW

mínima frequência utilizável (LUF) _____ 100 W

média relativa de manchas solares _____ R-99 (número R)

período _____ ano e mês em que a previsão é feita

Obs.:

Número R: o comportamento cíclico que caracteriza o aumento das manchas solares na superfície do Sol é ainda objeto de estudos, cujos dados estatísticos são derivados de contínuas observações e radiossondagens. O número R, também denominado número de Wolf, foi preliminarmente registrado no século passado, com

base em estudos realizados no observatório de Zurique, na Suíça. É usado para determinar as condições da atividade solar.

GMT: ou tempo médio de Greenwich. Será comentado em detalhes no decorrer desta série de artigos.

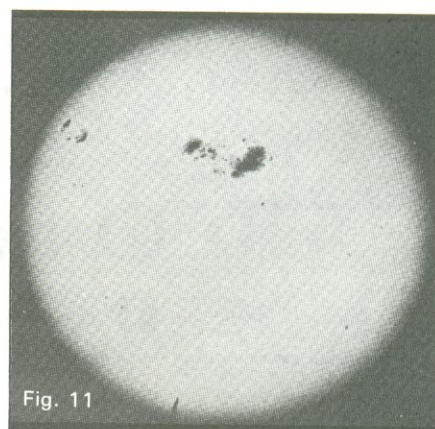


Fig. 11

Astrofotografia mostrando as manchas solares na superfície do Sol.

alta direcionalidade e transmissores de grande potência, que transmitem o mesmo programa em diversas frequências diferentes (Quadro 2). Além dos fatores de ordem geográfica e geofísica anteriormente vistos, a ionosfera também é influenciada por atividades geomagnéticas e perturbações solares. Durante certos períodos de tempo, ocorre o aparecimento na superfície solar de grandes proeminências: as chamadas manchas solares (fig. 11). Na realidade, são grandes as erupções de energia ultravioleta, resultando na emissão de partículas eletrificadas ou corpúsculos que atingem a atmosfera terrestre. O aumento da atividade da radiação solar é responsável pelo fenômeno conhecido como distúrbio ionosférico repentino. Esta alteração da ionosfera pode causar a extinção das radiotransmissões, o que geralmente é precedido pelo aumento da máxima frequência utilizável. As manchas solares aumentam gradativamente até atingir um número elevado ao longo de um ciclo que leva 11 anos. Nos períodos de pico deste ciclo, quando são mais numerosas, a média da máxima frequência utilizável tende a aumentar consideravelmente, diminuindo à medida que o mesmo se completa, alterando assim as condições de radiopropagação.

Nos pólos do planeta, há outro interessante fenômeno de eletrificação da atmosfera superior, que pode ser visível e que tem suas conseqüências sobre as radiotransmissões: as zonas das auroras boreal e austral, quando estas ocorrem, respectivamente, nos hemisférios norte e sul. Em síntese, as auroras são formadas por uma intensa ionização, quando partículas eletrificadas do Sol são atraídas pelos campos magnéticos dos pólos terrestres, apresentando-se como nuvens eletrificadas. Nestas zonas, os sinais de rádio sofrem flutuações que interferem e dificultam sua propagação. (Continua no próximo número.)

NE

O novo regulamento do radioamadorismo

Contemplar o avanço tecnológico do setor de telecomunicações na última década foi uma das razões que levaram o governo a estabelecer novas regras para o Serviço de Radioamador

Transcrevemos inicialmente a carta do Ministro das Comunicações, Antonio Carlos Magalhães, dirigida ao Presidente José Sarney, justificando o novo regulamento do Serviço de Radioamador. Leia em seguida a íntegra do texto do decreto presidencial, do dia 24 de outubro de 1985, que transformou em lei a proposta do Ministro.

"Excelentíssimo Senhor Presidente da República:

"Tenho a honra de submeter à apreciação de Vossa Excelência o novo Regulamento do Serviço de Radioamador, que proponho venha a substituir o Regulamento aprovado pelo Decreto n.º 74.810, de 04 de novembro de 1974.

"A medida proposta se faz necessária para que o referido Regulamento contemple os avanços experimentados ao longo destes quase 11 anos, tanto no que se refere ao desenvolvimento do setor das Telecomunicações em geral, e no das Radiocomunicações em especial.

"Objetivou-se, com a nova redação dada ao Regulamento do Serviço de Radioamador, que o mesmo se tornasse simples e claro, de forma a não deixar dúvidas quanto à política a ser seguida pelo referido Serviço, ao mesmo

tempo que permitisse, através de normas complementares, baixadas pelo Ministério das Comunicações, acompanhar o progresso técnico-científico.

"Definiu-se apenas o que seja o serviço, o radioamador, sua estação, o Certificado de Operador de Estação de Radioamador e a Licença de Estação de Radioamador, fazendo-se remissão às definições vigentes na legislação de telecomunicações.

"Novidade maior foi a adoção do Certificado de Operador de Estação de Radioamador de Classes 'A', 'B' ou 'C', ao invés de Certificado de Habilitação, o que facultará outorgar ao seu titular permissão para executar o Serviço de Radioamador, bem como possibilitará, ao mesmo tempo, operar estação de terceiros, de conformidade com as condições estabelecidas para a classe correspondente ao seu certificado. Tal certificado não conterá o indicativo de chamada, que é próprio da estação.

"Para a expedição dos certificados de Operador de Estação de Radioamador, o Ministério das Comunicações submeterá as pessoas naturais interessadas a uma avaliação de sua capacidade operacional e técnica. Referido documento será expedido sempre a título precário, podendo vir a ser inclu-

sive cassado, nos casos previstos no Regulamento.

"Adotou-se a Licença de Estação de Radioamador como documento hábil para formalizar a outorga da permissão para executar Serviço de Radioamador, bem como para autorizar a instalação e o funcionamento da respectiva estação.

"Outra inovação importante e de longo alcance para o futuro é a de permitir-se que qualquer escola ou universidade, ao invés de somente aquelas que tinham em seus currículos o ensino de telecomunicações, possa ter sua estação de radioamador, desde que assistida por titular de Certificado de Operador de Estação de Radioamador Classe 'A', objetivando difundir, e de forma prática, o interesse pelo serviço junto à população jovem, com o incentivo de associação de radioamadores que assistissem os interessados.

"Considerando ser o sistema irradiante parte integrante de uma estação de radioamador e ser interesse do Poder concedente, em virtude dos serviços que presta, que o radioamador instale sua estação, colocou-se no Regulamento o seguinte artigo:

"Artigo 9 — Ao permissionário é assegurado o direito de instalação do sis-

tema irradiante de sua estação, observadas as posturas municipais, os preceitos específicos sobre a matéria e os relativos às zonas de proteção de aeródromos, heliportos e de auxílio à navegação aérea.

"O Regulamento ora proposto permite ao Ministério das Comunicações delegar competências às associações de radioamadores por ele reconhecidas, visando a cooperação para melhor execução do serviço. Por outro lado, não obriga a filiação do radioamador a uma associação de radioamador reconhecida."

Novo Regulamento — O Presidente da República, usando das atribuições que lhe confere o Artigo 81, item III, da Constituição, decreta:

"Artigo 1 — Fica aprovado o Regulamento do Serviço de Radioamador que com este baixa.

"Artigo 2 — Este Decreto entra em vigor na data de sua publicação, revogados o Decreto n.º 74.810, de 04 de novembro de 1974, e demais disposições em contrário.

"Brasília, 24 de outubro de 1985."

Capítulo I/Introdução

Artigo 1 — O Serviço de Radioamador, em todo o Território Nacional, inclusive em águas territoriais e no espaço aéreo, assim como nos lugares em que princípios e convenções internacionais lhe reconheçam extraterritorialidade, obedecerá a legislação de telecomunicações e as normas específicas baixadas para a sua execução.

Capítulo II/Definições

Artigo 2 — No presente regulamento, além dos termos e expressões definidos pela legislação de telecomunicações, adotam-se os seguintes:

a) Serviço de Radioamador — serviço de radiocomunicações realizado por pessoas autorizadas que se interessem pela radiotécnica, sem fim lucrativo, tendo por objetivo a intercomunicação, a instrução pessoal e os estudos técnicos.

b) Radioamador — pessoa autorizada a executar o Serviço de Radioamador e possuidora de licença de estação.

c) Estação de Radioamador — estação utilizada no Serviço de Radioamador.

d) Certificado de Operador de Estação de Radioamador — documento expedido a pessoa natural que, mediante avaliação feita pelo Ministério das

Comunicações, tenha comprovado ser possuidora de capacidade operacional e técnica para operar estação de radioamador.

e) Licença de Estação de Radioamador — documento que autoriza a instalação e funcionamento de estação do Serviço de Radioamador.

Capítulo III/Outorga

Artigo 3 — A outorga de permissão para executar o Serviço de Radioamador é da competência exclusiva da União e dar-se-á por ato do Ministério das Comunicações.

Artigo 4 — A permissão será outorgada ao titular de Certificado de Operador de Estação de Radioamador e às pessoas jurídicas mencionadas no Artigo 7 e formalizada pela expedição da Licença de Estação de Radioamador.

Artigo 5 — A permissão para executar Serviço de Radioamador é intransferível e será outorgada a título precário, não assistindo ao permissionário, direito a indenização, de qualquer espécie, no caso de cassação, suspensão ou revogação da outorga.

Artigo 6 — O Ministério das Comunicações definirá os critérios para avaliação da capacidade operacional e técnica necessária à obtenção do Certificado de Operador de Estação de Radioamador.

Parágrafo único — Serão expedidos certificados de Operador de Estação de Radioamador das Classes "A", "B", "C", em razão do grau de capacidade operacional e técnica de seus titulares.

Capítulo IV/Execução do serviço

Artigo 7 — Poderão executar o Serviço de Radioamador:

I — os radioamadores brasileiros;

II — os portugueses, na forma de legislação específica;

III — os radioamadores estrangeiros, nas condições estabelecidas em acordo de reciprocidade de tratamento;

IV — os radioamadores, funcionários de organismos internacionais, dos quais o Governo Brasileiro participe, desde que estejam prestando serviço no Brasil;

V — as pessoas jurídicas abaixo discriminadas:

a) associações de radioamadores;

b) universidade e escolas.

Parágrafo único — As estações de radioamadores das pessoas jurídicas deverão ter, como responsável, titular de Certificado de Operador de Estação de Radioamador Classe "A".

Capítulo V/Estações

Artigo 8 — O Ministério das Comunicações fixará as condições operacionais e técnicas, especialmente frequências, tipos de emissão e potência, das estações de radioamador para cada classe, bem como os critérios e requisitos de homologação ou registros dos equipamentos industrializados a serem utilizados na execução de Serviço de Radioamador.

Artigo 9 — Ao permissionário é assegurado o direito de instalação do sistema irradiante de sua estação, observadas as posturas municipais, os preceitos específicos sobre a matéria e os relativos às zonas de proteção de aeródromos, heliportos e de auxílio à navegação aérea.

Capítulo VI/Operações das estações

Artigo 10 — A estação do radioamador tem sua operação limitada às faixas de frequências, tipos de emissão e potência, correspondentes à classe para a qual esteja licenciada.

Artigo 11 — A estação de radioama-



ATENÇÃO
Rio de Janeiro

Para anunciar em
NOVA ELETRÔNICA
é só discar
(021) 220-1656

dor, na presença de seu titular, poderá ser operada por outro radioamador ou por titular de Certificado de Operador de Estação de Radioamador, da mesma classe ou de classe mais elevada.

§ 1 — A estação de radioamador poderá ser utilizada por qualquer pessoa, devendo, neste caso, o comunicado ser restrito à transmissão de notícias urgentes e de caráter pessoal, respeitadas as disposições da legislação vigente.

§ 2 — As estações de radioamador não poderão ser utilizadas para transmitir comunicados internacionais procedentes de terceira pessoa ou destinados a terceiros.

§ 3 — As estações de universidades e escolas somente poderão ser operadas por titulares de Certificado de Operador de Estação de Radioamador, observando o disposto no Artigo 10 deste regulamento.

Artigo 12 — O radioamador estrangeiro poderá operar, eventualmente, estação de radioamador, na presença do permissionário, devendo transmitir, além do indicativo de chamada que lhe foi atribuído em seu país de origem, o da estação que estiver operando.

Capítulo VII/Obrigações

Artigo 13 — Os permissionários do Serviço de Radioamador e os titulares de Certificado de Operador de Estação de Radioamador estão obrigados a:

I — observarem a legislação de telecomunicações;

II — submeterem-se à fiscalização exercida pelo Ministério das Comunicações no sentido de:

a) prestar, a qualquer tempo, informações que possibilitem a verificação de como está sendo executado o serviço, bem como permitir a vistoria das estações;

b) atender, dentro do prazo estipulado, novas determinações baixadas;

c) interromper o funcionamento da estação, quando assim determinado;

d) atender convocação para prestar serviço de utilidade pública, em casos de emergência;

e) evitar interferência em quaisquer serviço de telecomunicações.

Capítulo VIII/Interferências

Artigo 14 — O Ministério das Comunicações procederá, liminarmente, à interrupção do funcionamento da estação de radioamador causadora de interferência que esteja prejudicando a transmissão ou a recepção de quaisquer serviços de telecomunicações, desde que corretamente instalados.

Capítulo IX/Taxas

Artigo 15 — O permissionário do Serviço de Radioamador está sujeito ao pagamento da taxa de fiscalização

das telecomunicações fixadas em lei.

Capítulo X/Infrações

Artigo 16 — Para os efeitos deste Regulamento, são consideradas infrações:

I — executar o Serviço de Radioamador sem observar os termos da licença da estação;

II — desvirtuar a natureza do Serviço de Radioamador;

III — não atender ao previsto no Artigo 13 deste Regulamento;

IV — deixar de transmitir o indicativo de chamada da estação ou transmiti-lo com alterações de qualquer natureza;

V — utilizar linguagem codificada não reconhecida pelo Ministério das Comunicações;

VI — aceitar remuneração por serviços prestados.

Capítulo XI/Penalidades

Artigo 17 — A prática de infração na execução do Serviço de Radioamador sujeita o permissionário, o titular de Certificado de Operador da Estação de Radioamador, ou ambos, conforme o caso, às seguintes penalidades, sem prejuízo de outras previstas em lei:

I — multa;

II — suspensão;

III — cassação.

Parágrafo único — Nas informações em que, a juízo do Ministério das Comunicações, para se justificar a aplicação de pena, o infrator será advertido, considerada a advertência como agravante na aplicação de penas por inobservância de outro ou do mesmo preceito legal.

Artigo 18 — A pena será imposta de acordo com a infração cometida, considerando-se os seguintes fatores:

a) gravidade da falta;

b) antecedentes do infrator;

c) reincidência.

Artigo 19 — Compete ao Ministério das Comunicações aplicar as penas previstas neste Regulamento.

Artigo 20 — A pena de multa poderá ser aplicada no caso de infração prevista nos itens IV e V do Artigo 16 deste Regulamento.

§ 1 — A pena de multa poderá ser aplicada isolada ou conjuntamente, por infração de qualquer dispositivo previsto neste Regulamento e em normas específicas ou gerais aplicáveis às telecomunicações.

§ 2 — A multa será limitada ao valor estipulado pela legislação em vigor.

Artigo 21 — A pena de suspensão poderá ser aplicada no caso de infração prevista nos itens I e VI do Artigo 16 deste Regulamento e será formalizada:

a) no caso do titular de Certificado de Operador de Estação de Radioama-

dor, pela cassação do respectivo Certificado;

b) no caso de radioamador, pela cassação do Certificado de Operador de Estação de Radioamador e da respectiva Licença de Estação de Radioamador;

c) no caso de pessoa jurídica, pela cassação da permissão e/ou pela cassação do Certificado de Operador de Estação de Radioamador e da respectiva Licença de Estação de Radioamador responsável, quando for o caso.

§ 1 — A cassação poderá também ser aplicada aos permissionários anteriormente punidos com pena de suspensão, no caso de reincidência específica.

§ 2 — Somente após decorridos dois anos de aplicação da pena de cassação, poderá ser requerido novamente o Certificado de Operador de Estação de Radioamador e a permissão para executar o serviço.

Artigo 22 — Constatada a infração, o Ministério das Comunicações notificará o infrator, assinalando prazo para defesa, podendo ser determinada a interrupção do serviço, no caso de interferência.

Capítulo XII/Reconsideração e recurso

Artigo 23 — Caberá pedido de reconsideração à autoridade que aplicou a punição, ou recurso à instância imediatamente superior, no prazo de trinta dias, a contar da data do reconhecimento da punição ou do indeferimento do pedido de reconsideração.

Capítulo XIII/Disposições gerais e transitórias

Artigo 24 — As associações de radioamadores poderão ser reconhecidas como entidades representativas dos interesses dos executantes do Serviço de Radioamador, desde que preenchidos os requisitos exigidos pelo Ministério das Comunicações.

Artigo 25 — O Ministério das Comunicações poderá delegar às associações de radioamadores por ele reconhecidas, visando a cooperação para melhor execução do serviço.

Artigo 26 — O Ministério das Comunicações poderá, a qualquer tempo, baixar determinações relativas à execução do Serviço de Radioamador, para adaptação a atos nacionais ou internacionais, ou quando o progresso técnico científico assim o exigir.

Artigo 27 — O Ministério das Comunicações baixará, no prazo de noventa dias, normas complementares para execução deste Regulamento.

Artigo 28 — As normas complementares existentes, que não conflitem com este Regulamento, continuam em vigor até que sejam baixadas novas normas complementares.

— girar o controle até o ponto final da medida e observar novamente a leitura;
— basta então subtrair a primeira leitura da segunda e multiplicar o resultado pela posição da chave SEC/DIV, no canal A.

Um exemplo dessa técnica de medição foi dado através do exercício 11.

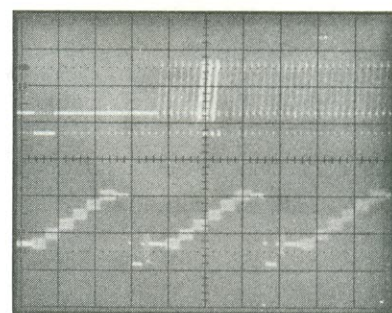
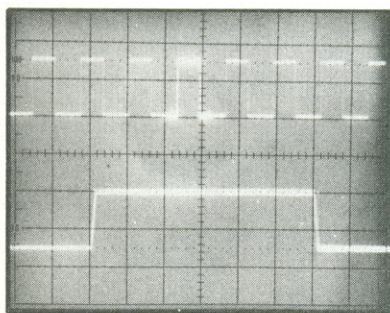
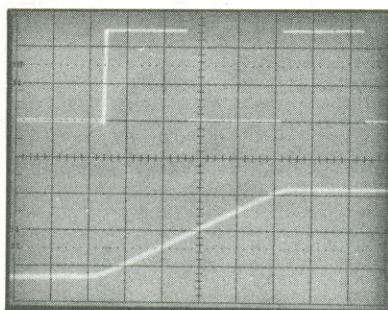
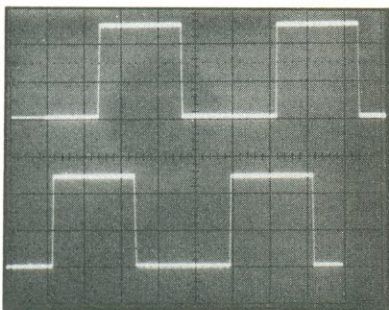


Figura 31

A varredura alternada com retardo proporciona medições rápidas e precisas. Uma de suas aplicações, a análise de tempo em circuitos digitais, está demonstrada na primeira foto. Suponha que é preciso checar a largura de um pulso em um trem de pulsos como esse e, para se ter certeza do que está sendo medido, deseja-se observar uma extensa área do sinal. Contudo, para medir aquele pulso acuradamente, é necessário dispor de uma varredura mais rápida — tarefa simples para a varredura alternada com retardo, que permite observar todo o sinal juntamente com uma porção ampliada do mesmo. A segunda foto ilustra outro exemplo, mostrando um dos campos de um sinal composto de vídeo, no topo da tela. A parte intensificada desse campo está logo abaixo, criada pela varredura B, mais rápida. Com o auxílio de um osciloscópio com dupla base de tempo, pode-se percorrer o campo, auxiliado pelo controle B DELAY TIME POSITION, e observar cada linha individualmente.

Exercício 11 — Medidas com o 2215, usando a varredura com retardo

Tempos de subida



1. Ligue a ponta de prova ao conector do canal 1 e à tomada de ajuste; ligue a extensão de terra da sonda ao pescoço do conector 2, certificando-se de que está compensada.
2. Posicione os controles da seguinte maneira: a chave VOLTS/DIV do canal 1 em 0,2, usando a porção da escala válida para pontas de prova tipo

10X; o acoplamento de CH 1 em CA; modalidade vertical em CH 1; modalidade de disparo em NORM; rampa de disparo negativa (—); fonte de disparo interna (INT) e a chave A&B INT, de disparo, em CH 1 ou VERT MODE; a modalidade horizontal, em A; e as duas chaves SEC/DIV (A e B) em 0,2 ms. Verifique, por fim, todos os

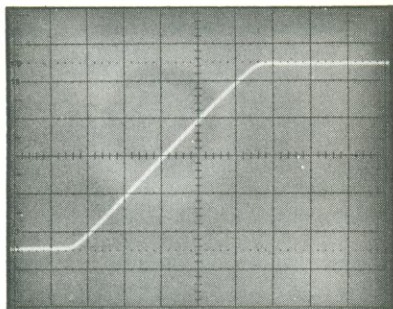
controles variáveis, para conferir se estão em suas posições calibradas.

3. Regule o controle A TRIGGER LEVEL até obter uma tela estável e posicione a forma de onda na metade superior da mesma. Comute então o aparelho para o modo ALT (alternando as varreduras A e B), através da alavanca de modalidade horizontal. Use o controle de posicionamento do canal 1 e a chave ALT SWP SEP (separação de varredura alternada) para evitar que os dois traços fiquem sobrepostos na tela.

4. Utilize, agora, o comando B DELAY TIME POSITION para deslocar o início da área intensificada para um ponto anterior à primeira transição ascendente completa. A tela deve exibir algo semelhante à primeira foto, logo acima.

5. Puxe para fora o botão central do controle SEC/DIV e gire-o no sentido horário, até atingir a velocidade, na varredura B, de 2 μ s/divisão. Com isso, a zona intensificada ficará menor; desloque-a, então, para a primeira borda ascendente do sinal, conforme ilustra a segunda foto.

6. Comute a modalidade horizontal para B, a sensibilidade vertical do canal 1 para 0,1 V/divisão e a velocidade de varredura para 1 μ s/divisão. Use os controles horizontal e vertical de posicionamento e o B DELAY TIME POSITION para alinhar a forma de onda com as linhas correspondentes a 0 e 100% da retícula. Caso o sinal não "encaixe" perfeitamente entre esses dois pontos, você terá que contar as divisões maiores e menores ocupadas pelo mesmo e estimar o tempo de subida — ignorando, porém, a primeira e a última transição de 10%.



7. Posicione a forma de onda de modo que cruze uma linha vertical da retícula na marcação de 10%. Atue sobre o controle de foco até obter uma imagem nítida e conte as divisões grandes e pequenas até o ponto em que o traço intersecciona a marcação dos 90%. A terceira foto mostra como a tela deve apresentar-se nesse ponto. Assim, a título de exemplo, se forem contadas quatro divisões grandes e duas pequenas, vamos ter:

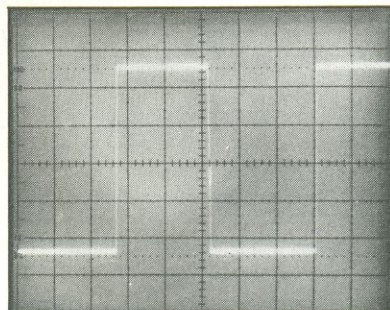
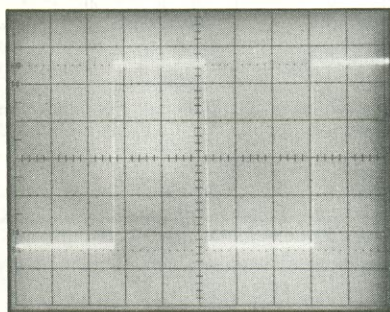
$$4,4 \times 1 \mu s = 4,4 \mu s$$

Uma observação: qualquer instabili-

dade que surgir na varredura B será proveniente do circuito de ajuste da ponta de prova e não da base de tempo.

8. Para concluir, uma última palavra sobre medições de tempos de subida: a precisão das medidas vai depender tanto do sinal sob análise como do desempenho de seu osciloscópio. No 10.º capítulo há uma descrição completa de como o tempo de resposta do próprio aparelho pode afetar a qualidade das medições.

Largura de pulso



1. Ajuste os controles da seguinte maneira: o controle VOLTS/DIV do canal 1 em 0,1; a modalidade vertical em CH 1; acoplamento de entrada do canal 1 em AC; modalidade de disparo em NORM; rampa de disparo negativa (-); fonte de disparo em INT (interna) e a chave INT, do disparo, em CH 1 ou VERT MODE; modalidade horizontal em A; os controles SEC/DIV em 0,2 ms (A) e 0,05 μ s (B). Verifique novamente os controles variáveis.

2. Centralize horizontalmente o primeiro pulso completo do sinal. Comute o aparelho para ALT, por meio da alavanca de modalidade horizontal, e desloque a forma de onda B para a parte inferior da tela, através do comando ALT SWP SEP.

3. Centralize a forma de onda A na vertical e reduza a intensidade do brilho, de modo a facilitar a visualização da pequena área intensificada.

4. Desloque essa área para o ponto correspondente a 50% da borda ascendente do sinal, por meio do comando DELAY TIME POSITION, como se vê na primeira foto. Anote a leitura fornecida por esse controle, começando pelo número mostrado pela janela (3,13, por exemplo). Mova a zona intensificada para o ponto correspondente a 50% da borda descendente, a exemplo da segunda foto, e anote novamente a leitura.

5. A medida de tempo, que neste caso refere-se a uma largura de pulso, pode ser calculada diminuindo-se a primeira leitura da segunda e multiplicando-se pela posição da varredura A:

$$(5,77 - 3,13) \times 0,2 \text{ ms} = 0,528 \text{ ms}$$

Em outras palavras, o controle B DELAY TIME POSITION indica para você as divisões da tela, cada volta completa do botão equivalendo a uma grande divisão.

Existem dois aspectos relacionados ao desempenho do osciloscópio: os parâmetros de projeto do instrumento e a confiabilidade desses parâmetros na hora da medição. Confiabilidade, no caso, significa simplesmente calibração — incluindo a certeza de que a ponta de prova está corretamente calibrada, como já foi exposto várias vezes neste manual. Contudo, mesmo com uma calibração adequada, sempre haverá algum efeito do desempenho do aparelho sobre as medições.

Respostas a altas frequências e ondas quadradas

No projeto de certos amplificadores, tais como os que são usados no canal vertical dos osciloscópios, sempre existe algum compromisso entre a resposta do circuito em altas frequências e sua capacidade de manipular sinais com transições bruscas. Pode-se ampliar a resposta em frequência do aparelho pela simples compensação das altas frequências; em contrapartida, porém, a compensação excessiva vai acarretar ultrapassagens (*overshoots*) em sinais do tipo degrau.

Por outro lado, a falta de compensação eleva o tempo de subida medido. Para se conseguir bons tempos de subida, sem ultrapassagens, é preciso atenuar de forma crítica a resposta em frequência — quando, então, essa resposta passa a decair suavemente. A figura 32 ilustra os efeitos da compensação de frequência.

Tempos de subida do sinal e do instrumento

O tempo de subida (ou resposta) de um osciloscópio é considerado uma especificação importante, já que vai afetar diretamente a precisão das medições dos tempos de subida, de acordo com a expressão:

$$T_s(\text{medido}) = \sqrt{T_s^2(\text{sinal}) + T_s^2(\text{instrum})}$$

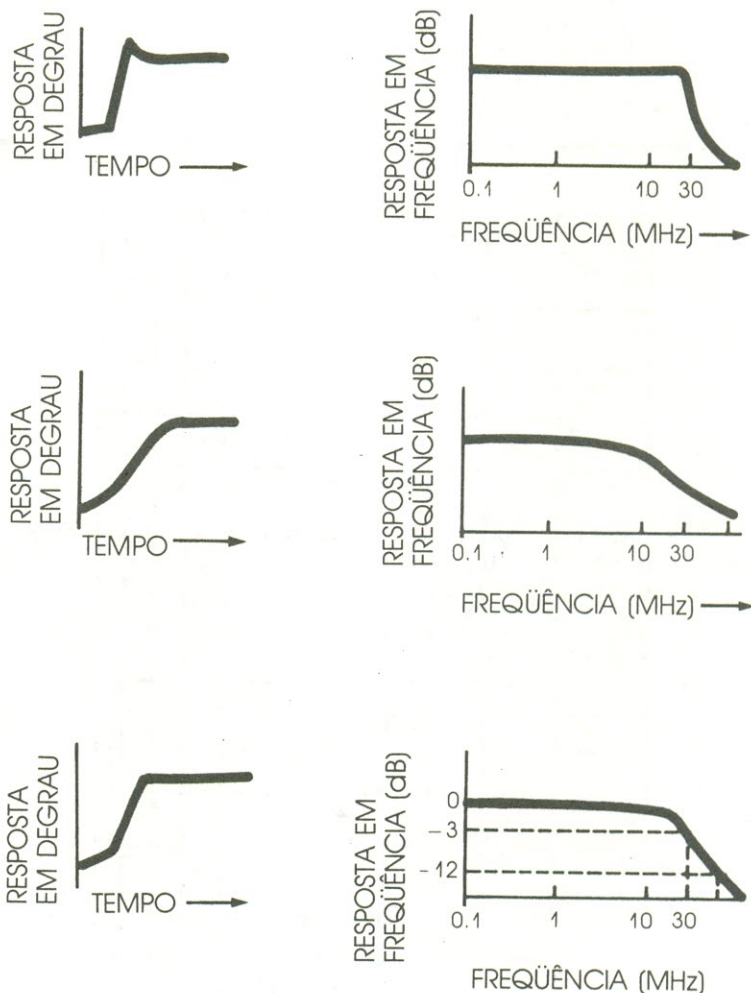


Figura 32

A compensação de alta frequência no amplificador vertical de um osciloscópio tem efeito sobre o tempo de subida das ondas quadradas medidas pelo aparelho. Se a compensação for excessiva, as subidas do sinal poderão exibir ultrapassagens (*overshoots*) e oscilações (*ringing*), como nos dois desenhos do topo. Uma compensação pobre, por outro lado, tende a arredondar os cantos da onda, conforme mostra a segunda série de desenhos. No terceiro caso, por fim, as altas frequências foram compensadas com perfeição.

Em termos práticos, isso significa que a precisão de um sinal medido é previsível e depende de quão rápido é o osciloscópio, em relação ao tempo de subida sob medição. Se, por exemplo, o aparelho for cinco vezes mais rápido que o sinal observado, o erro de medida alcança apenas 2%. Mas, para pre-

cisões da ordem de 1%, é preciso ter osciloscópios sete vezes mais rápidos, como ilustra o gráfico da figura 33.

Largura de faixa e tempo de subida

Os canais verticais do osciloscópio são projetados para exibir uma extensa faixa de passagem, normalmente de alguma frequência bem baixa (CC) até vários megahertz. Essa é a largura de faixa do aparelho, especificada pela frequência em que uma senóide de entrada é atenuada a 0,707 da amplitude verificada nas médias frequências. Esse ponto é também conhecido como "ponto dos -3 dB".

Os instrumentos mais antigos traziam, em suas especificações, dois pontos de -3 dB — um inferior, correspondente às baixas frequências, e outro superior, na área das altas. Todo osciloscópio moderno, porém, exibe uma resposta relativamente plana para baixo, até CC; assim, sua resposta em frequência é especificada apenas pelo ponto de -3 dB superior.

A especificação de largura de faixa nos dá uma idéia da capacidade do instrumento em manipular sinais de alta frequência, dentro de certos limites de atenuação. Mas essa especificação provém da habilidade do osciloscópio em reproduzir senóides. Assim, por exemplo, um osciloscópio de 35 MHz deve ser capaz de reproduzir uma senóide com essa frequência, introduzindo apenas 3 dB de atenuação. No entanto, os efeitos sobre uma onda quadrada com a mesma frequência serão muito mais drásticos, já que a informação de alta frequência presente no sinal não será reproduzida com precisão pelo aparelho. Veja o exemplo da figura 34.

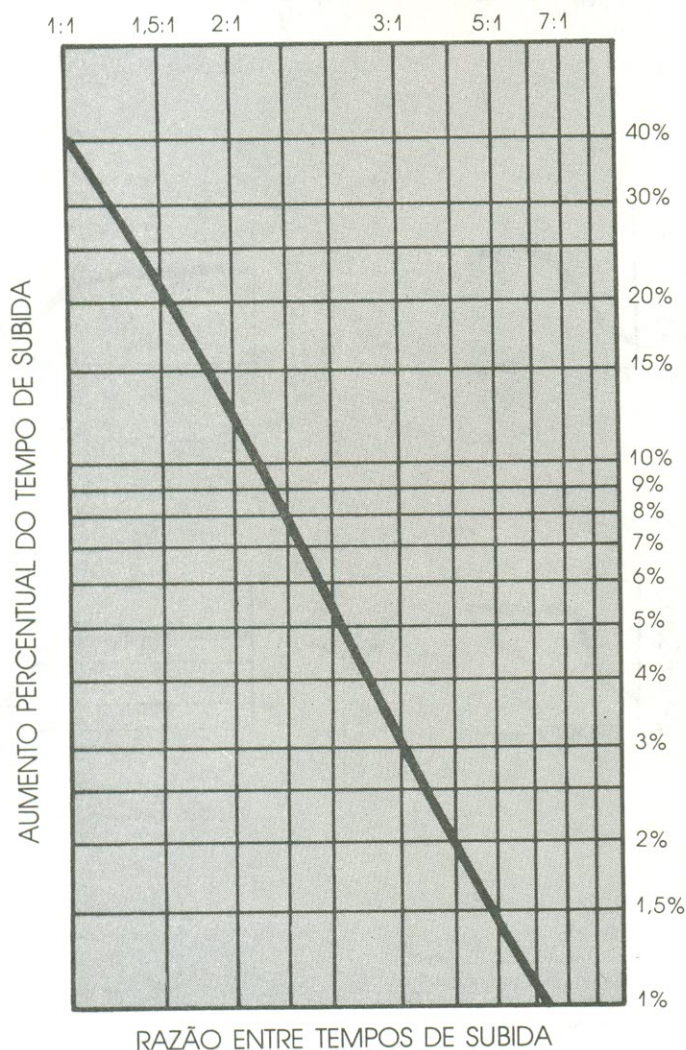


Figura 33

Os erros introduzidos nos tempos de subida durante a medição dependem da razão entre os tempos de subida do sistema de medida e do sinal sob análise. Como se pode ver pelo gráfico, quando o osciloscópio é cinco vezes mais rápido, o erro consiste em apenas 2% de aumento sobre o tempo de subida. Mas se os tempos forem iguais, esse acréscimo chega a 41%.

A resposta em frequência da maioria dos osciloscópios é concebida de modo a haver uma constante que permita relacionar a largura de faixa e o tempo de resposta do aparelho. Essa constante é 0,35, relacionando os dois parâmetros da seguinte forma:

$$T_s = 0,35/LF$$

Essa expressão pode ser aplicada assim, na prática:

$$T_s (\text{ns}) = 350/LF (\text{MHz})$$

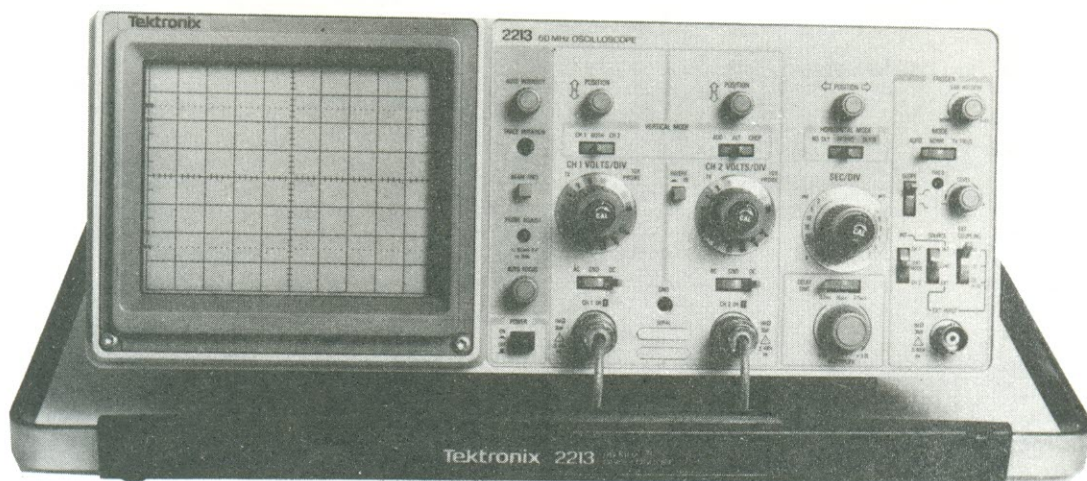
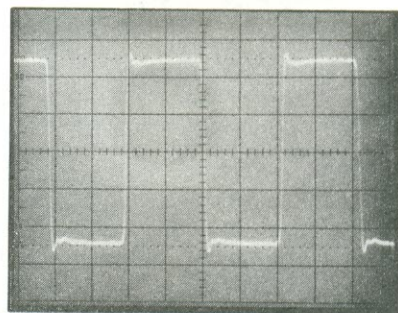
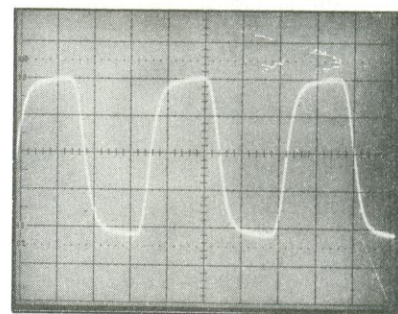
Exemplificando, para os instrumentos Tektronix da série 2200, que possuem uma largura de faixa de 60 MHz, o tempo de resposta é de 5,8 nanossegundos.

Conclusão

Com isso, está encerrada esta introdução ao osciloscópio e às medidas que permite realizar. Concluí-lo constitui um progresso considerável, mas este manual se propõe somente a apresentar conceitos e técnicas de medição. Com prática e experiência, você passará a efetuar medições com grande segurança e rapidez — e perceberá, então, que utilizar um osciloscópio será muito natural para você também.

Figura 34

As especificações de largura de faixa são baseadas na capacidade do osciloscópio em reproduzir senóides. Assim, a largura de faixa superior é a frequência em que a senóide é reduzida a 0,707 da amplitude verificada nas médias frequências. Embora essa especificação nos diga com que perfeição o instrumento pode reproduzir sinais senoidais, estes são apenas uma pequena parte dos sinais que podem ser medidos. As ondas quadradas, por exemplo, possuem muita informação na faixa das altas frequências em suas bordas ascendentes e descendentes — que será perdida à medida que nos aproximamos dos limites de reprodução do aparelho. Para ilustrar esse detalhe, as duas fotos mostram uma onda quadrada de 15 MHz, sendo reproduzida por osciloscópios de 35 MHz (foto do alto) e 60 MHz (foto inferior).



Índice remissivo

A	Acoplamento	9	E	Eixo	7
	Ampliação	15		X	7
	Amplitude	17		Y	7
	Atenuação	9		Z	7
B	Base de tempo	14		Erro de paralaxe	6
	dupla	38		Exercícios	
	simples	38		acoplamento do sinal	13
C	Capacitância	23		compensação da ponta de prova	13
	Ciclo de trabalho	28		controle da sensibilidade vertical	13
	Circuito do <i>display</i>	7		inicialização do osciloscópio	5
	Circuito horizontal	14		medição de amplitude	32
	Circuito vertical	9		medição de tempo ou período	33
	Conector BNC	12		modalidade de operação vertical	13
	Controles	2		usando os controles de disparo	22
	acoplamento de entrada	9		usando os controles de tela	8
	ampliação horizontal	15		usando os controles horizontais	16
	foco	7		usando os controles verticais	13
	intensidade	6		varredura com retardo	39
	inversão do canal 2	10	F	Fase	29
	multiplicador de retardo (DTM)	14		Fator de trabalho	28
	SEC/DIV	14		Fatores de escala	10
	SEC/DIV variável	15		Feixe de elétrons	6
	separação de varredura alternada	11		Figuras de Lissajous	35
	tempo de retardo	15		Formas de onda	26
	VOLTS/DIV	10		degrau	
	VOLTS/DIV variável	10		dente-de-serra	
	Controles de posicionamento			onda quadrada	
	horizontal	14		pulso	
	vertical	9		senóide	
D	Degraus	26		triangular	
	Desempenho do osciloscópio	43		Fósforo	6
	Disparo		G	Gerador de varredura	14
	acoplamento	21	I	Influência ou "carregamento"	23
	automático	20		Inicialização	5
	campo de TV	20	L	Largura de faixa	44
	controle de nível	17		Largura de faixa do sistema de medida	24
	em linha	20		Localizador de feixe	6
	externo	19			
	fonte	19			
	inclinação	18			
	interno	19			
	modalidades de operação	20			
	normal	21			
	ponto	17			
	retenção	18			
	sistema	17			
	Divisões	6			
	maiores	6			
	menores	6			

M	Medições		
	amplitude	32	
	diferenciais	35	
	fase	34	
	freqüência	33	
	indiretas	33, 34	
	pulsos	33	
	tempo	32, 33	
	usando a varredura com retardo	38	
	X-Y	35	
O	Operação alternada do horizontal	14	
	Operação vertical — modalidades	11	
	Osciloscópios com dupla base de tempo	38	
P	Período	32, 33	
	Pontas de prova		
	acessórios	23	
	atenuadoras	24	
	ativas	24	
	compensação	23	
	corrente	24	
	influência	23	
	largura de faixa	23	
	manipulação	30	
	passivas	24	
	seleção	25	
	tomada de ajuste	11	
R	Rampa	14	
	Retenção	19	
	Retenção variável do disparo	18, 19	
	Retícula	6	
	Retraço	14	
	Rotação do traço	7	
S	Segurança	29	
	Separação de varredura	11	
	Sistema vertical		
	acoplamento	9	
	disparo	20	
	posicionamento	9	
	sensibilidade	10	
	Subdivisões	6	
T	Taxa de repetição	28	
	Técnicas de medição		
	amplitude	32	
	diferenciais	35	
	fase	34	
	freqüência	33	
	indiretas	33	
	largura de pulso	34	
	período	33	
	pulsos	33	
	tempo	33	
	tempo de subida	39, 41	
	varredura com retardo	38	
	vídeo	36	
	X-Y	35	
	Tela	6	
	Tempo de retardo	15	
	Tempo de subida	28	
	Tempo de subida e largura de faixa	44	
	Tempo de subida, osciloscópio e medidas	43	
	Tensões de deflexão	9	
	Transdutores	4	
	Transições	26	
	TRC	4	
	Tubo de raios catódicos	4	
V	Varredura		
	alternada	11	
	chaveada	11	
	com retardo	38, 39	
	intensificada	38	
	Velocidades (ou tempos) de varredura	14	

Índice sistemático

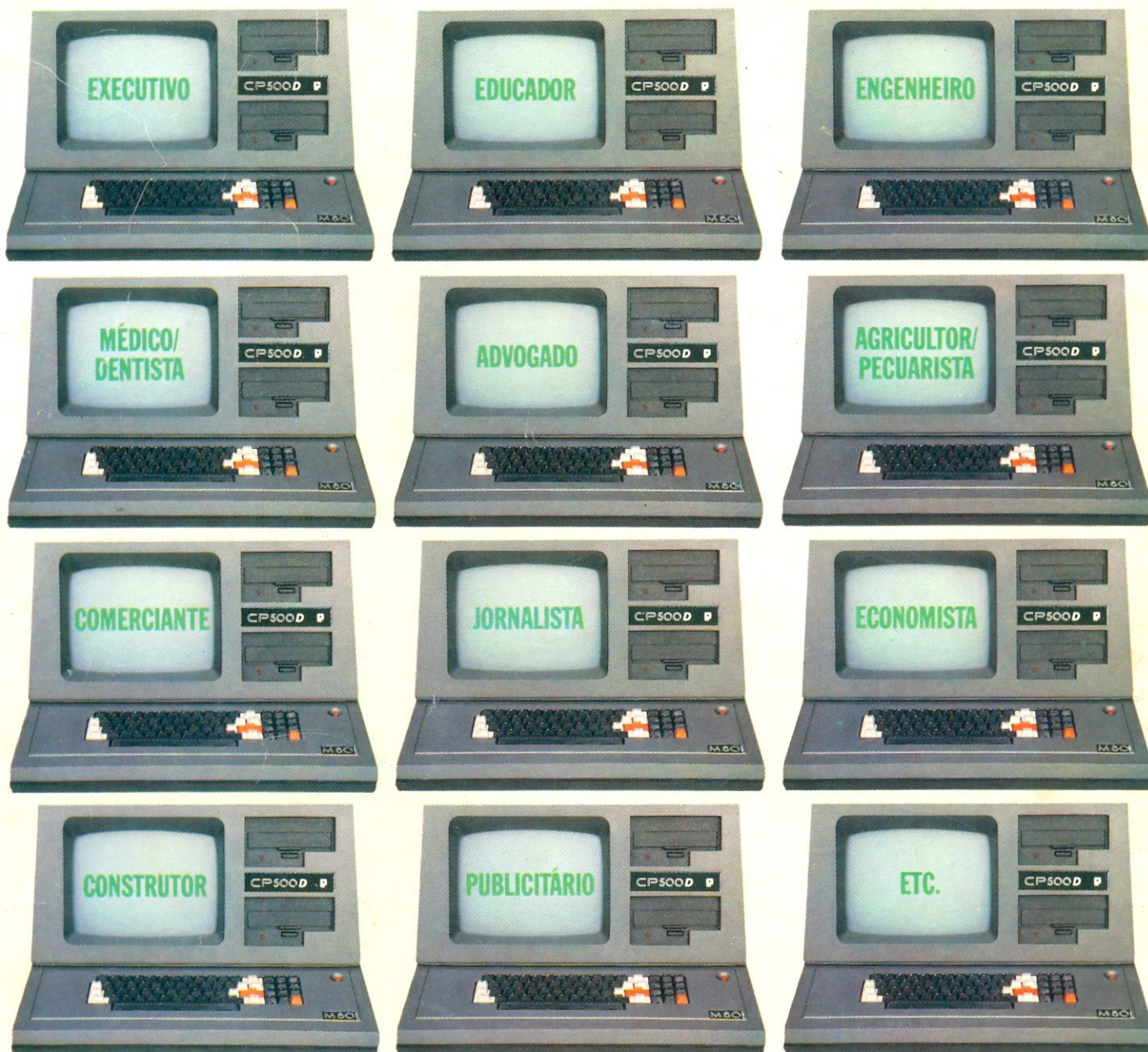
INTRODUÇÃO

PARTE I — OSCILOSCÓPIOS, CONTROLES E PONTAS DE PROVA

1º Capítulo — <i>A tela do osciloscópio</i>	6
Localizador de feixe	
Intensidade	
Foco	
Rotação do traço	
Usando os controles da tela	
2º Capítulo — <i>O canal vertical</i>	9
Posicionamento vertical	
Acoplamento de entrada	
Sensibilidade	
Volts/divisão variável	
Inversão do canal 2	
Modalidades de operação	
Separação na varredura alternada	
Usando os controles verticais	
3º Capítulo — <i>O canal horizontal</i>	14
Posicionamento horizontal	
Modalidades de operação	
Tempos de varredura	
Segundos/divisão variável	
Ampliação horizontal	
Os controles DELAY TIME e MULTIPLIER	
O controle DELAY TIME POSITION	
Usando os controles horizontais	
4º Capítulo — <i>O sistema de disparo</i>	17
Rampa e nível de disparo	
Retenção variável de disparo	
Fontes de disparo	
Modalidades de operação do disparo	
Acoplamento de disparo	
Usando os controles de disparo	
5º Capítulo — <i>Pontas de prova</i>	23
Influência sobre o circuito	
Faixa do sistema de medida	
Tipos de pontas de prova	
Selecionando uma ponta de prova	

PARTE II — MEDINDO COM O OSCILOSCÓPIO

6º Capítulo — <i>Formas de onda</i>	26
7º Capítulo — <i>Segurança</i>	29
8º Capítulo — <i>Primeiros passos</i>	30
Compensação da ponta de prova	
Verificando os controles	
Manipulação da ponta de prova	
9º Capítulo — <i>Técnicas de medição</i>	32
Medidas de amplitude e tempo	
Medidas de frequência e outras medições indiretas	
Medidas de pulso	
Medidas de fase	
Medidas tipo X-Y	
Usando o eixo Z	
Usando o disparo em TV	
Medições pela varredura com retardo	
10º Capítulo — <i>Desempenho do osciloscópio</i>	43
Resposta a onda quadrada e alta frequência	
Tempos de subida do instrumento e do sinal	
Largura de faixa e tempo de subida	



CP500/M⁸⁰, a grande solução. Garantia da maior biblioteca de programas aplicativos.

O CP 500/M⁸⁰ agora também é compatível com CP/M, o Sistema Operacional mais difundido no mundo. Isso significa que, somando o tradicional DOS 500 com o CP/M, você passa a dispor da maior biblioteca de programas aplicativos do mercado. Trata-se da solução inteligente e racional para o seu dia-a-dia, permitindo a você tirar vantagem de programas como

CalcStar*, dBase II*, WordStar* e muitos outros, que vão agilizar tanto a sua vida quanto a da sua empresa: Folha de Pagamento, Controle de Estoque, Contas a Pagar/Receber, Administração Hospitalar, Cálculo Estrutural, Sistema de Balanceamento de Rações e outros programas específicos para o seu ramo de atividade.

O CP 500/M⁸⁰ possui saída paralela para

impressora, e você pode instalar facilmente uma porta RS232-C, que o coloca em contato com a Rede Internacional de Telemática, além do Videotexto, Cirandão, Aruanda etc. Conheça no seu revendedor mais próximo o CP 500/M⁸⁰.

Um grande passo na informática, com a qualidade CP e a Tecnologia Prologica.

Características	Sistema Operacional		Video 12" fósforo verde com controle de intensidade Teclado profissional capacitivo com numérico reduzido Interface para impressora paralela Interface serial padrão RS232-C (opcional) Frequência de Operação: 2 Mhz Unidade de som com controle de volume Opera com 1 ou 2 drives de face simples ou dupla
	SO-08	DOS 500	
Memória RAM	64 Kbytes	48 Kbytes	
Memória ROM	2 Kbytes	16 Kbytes	
Compatibilidade	CP/M*	TRS-DOS	
Video	80 colunas por 24 linhas	64 ou 32 colunas por 16 linhas	

* Marcas Registradas

